



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV MIKROELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF MICROELECTRONICS

PLANÁRNÍ STRUKTURY PRO VYSOKÉ KMITOČTY

PLANAR STRUCTURES FOR HIGH FREQUENCY BAND

DIZERTAČNÍ PRÁCE

DOCTORAL THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Ing. Jiří Pulec

ŠKOLITEL

SUPERVISOR

doc. Ing. Ivan Szendiuch, CSc.

BRNO 2016

Abstrakt

Předložená práce se zabývá problematikou návrhu a technologie planárních mikroelektronických struktur určených pro vysoké kmitočty. Vybrané struktury byly realizovány v laboratořích na Ústavu mikroelektroniky, měření vlastností vybraných struktur potom probíhalo na Ústavu radioelektroniky. Součástí práce je i simulace vybraných struktur, přičemž k těmto simulacím byl použit návrhový systém Ansoft Designer a výpočetní systém ANSYS. Pozornost je věnována diskrétním prvkům (cívkám a kondenzátorům), kmitočtovým filtrům v planární a hybridní technologii a mikrovlnným filtrům v planárním uspořádání. Práce přináší nové poznatky v oblasti návrhu a technologie diskrétních prvků i komplexnějších obvodů (filtrů), tyto poznatky potom mohou být dále využity jako podklad pro další výzkum i pro praktické realizace.

Klíčová slova

Kmitočtový filtr, cívka, kondenzátor, interdigitální, FEM, ANSYS, Ansoft Designer.

Abstract

The present paper deals with the problematics of the design and technology of planar microelectronic structures for the high frequency band. These structures were realised on the Department of Microelectronics and their properties were measured on the Department of Radioelectronics. The part of this work is also simulation of some microelectronic structures, where for these simulations the design and simulation tool Ansoft Designer and the FEM tool ANSYS was used. The attention is paid to the discrete devices (coils and capacitors) as well as to the more complex structures (frequency filters). The paper yields the new findings in the field of the design and technology of the discrete components as well as of the more complex systems, these findings can be used as the basis for another research of practical applications.

Keywords

Frequency filter, coil, capacitor, interdigital, FEM, ANSYS, Ansoft Designer.

Bibliografická citace:

PULEC, J. Planární struktury pro vysoké kmitočty. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2017. 106 s. Vedoucí dizertační práce doc. Ing. Ivan Szendiuch, CSc..

Prohlášení

Prohlašuji, že svou disertační práci na téma “Planární struktury pro vysoké kmitočty” jsem vypracoval samostatně pod vedením školitele a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce. Jako autor uvedené disertační práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této disertační práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

V Brně dne 25. října 2016

autor práce

Poděkování

Předložená práce „Planární struktury pro vysoké kmitočty“ vznikla v prostorách Fakulty elektrotechniky a komunikačních technologií Vysokého učení technického v Brně prostorách Ústavu mikroelektroniky a Ústavu radioelektroniky s využitím rozsáhlého technického vybavení obou pracovišť. Tímto bych nyní chtěl poděkovat:

- Svému vedoucímu doc. Ing. Ivanu Szendiuchovi, CSc za metodické vedení a pomoc při zajištění vybavení pro realizaci.
- Prof. Ing. Vladislavu Musilovi CSc. za cenné rady při psaní disertační práce.
- Doc. Ing. Jiřímu Šebestovi, Ph.D. za poskytnutí pracoviště pro měření realizovaných struktur a za cenné rady pro toto měření.
- Ing. Jakubu Somerovi za realizaci kovových boxů pro zapouzdření planárního kmitočtového filtru.

1	ÚVOD	3
2	STATE-OF-THE-ART	4
2.1	Vymezení pojmů v oblasti tlustovrstvové technologie	4
2.2	Nosné substráty	7
2.3	Tlustovrstvové pasty a jejich depozice	12
2.4	Realizace pasivních prvků	17
2.5	Prvky s rozloženými parametry	25
3	CÍLE DISERTAČNÍ PRÁCE	39
4	NÁVRH A REALIZACE PASIVNÍCH STRUKTUR TLUSTOVRSTVOVOU TECHNOLOGIÍ	40
4.1	Možnosti tlustovrstvové technologie	40
4.2	Realizace pasivních prvků	44
4.2.1	Tlustovrstvové kondenzátory	44
4.2.2	Charakterizace planárních interdigitálních kondenzátorů metodou konečných prvků	47
4.2.3	Tlustovrstvové cívky	55
4.2.4	Charakterizace tlustovrstvové cívky metodou konečných prvků	57
4.3	Návrh, realizace a měření planárního kmitočtového filtru s tisknutým dielektrikem	63
4.3.1	Teoretický návrh	63
4.3.2	Realizace filtru s kondenzátory s tisknutým dielektrikem	65
4.3.3	Měření filtru	68
4.3.4	Dosažené výsledky	68
4.4	Realizace a měření filtru se vsazovanými kondenzátory	71
4.4.1	Realizace filtru s vsazovanými kondenzátory	71
4.4.2	Měření filtru	72
4.4.3	Dosažené výsledky	73
4.5	Charakterizace paralelně vázaného rezonančního filtru	75
4.5.1	Zařazení experimentu	75
4.5.2	Teoretický návrh	75
4.5.3	Simulace vlivu použitého typu vodivé pasty	77
4.5.4	Simulace vlivu tloušťky základního substrátu	80
4.5.5	Získané výsledky	83
4.5.6	Úvod	84
4.5.7	Teoretický návrh	84
4.5.8	Simulace paralelně vázaného mikropáskového filtru s děleným propustným pásmem	85
4.5.9	Získané výsledky	87
5	ZÁVĚR	88
6	SEZNAM OBRÁZKŮ	91

7 SEZNAM TABULEK	94
SEZNAM LITERATURY	95
SEZNAM VLASTNÍCH PUBLIKACÍ	97
SEZNAM POUŽITÝCH SYMBOLŮ	99
SEZNAM PŘÍLOH	100
PŘÍLOHY	101

1 Úvod

Elektronické obvody pro mikrovlnné signály se vyznačují celou řadou specifických vlastností, jež vychází z požadavku na zpracování tohoto druhu signálu. Se vznikem nových technologií prošla také tato oblast zásadním vývojem, což umožnil především rozvoj jak polovodičových, tak vrstevných planárních technologií. Vedení signálu v oblasti mikrovlnných kmitočtů bylo původně realizováno s pomocí vlnovodů, dále pak koaxiálními vedeními, a potom planární technologie přinesly možnost využití páskových vedení. Pokrok v oblasti vrstevných, a především tlustovrstevných technologií, a to jak v dostupných materiálech, tak i v technologických procesech, posunul rozlišení na hodnoty řádově desítek až jednotek mikrometrů. Dnešní moderní fotolitografické techniky umožňují realizovat jak mikropásková vedení, tak elektronické prvky s rozloženými parametry s vysokou přesností a také reprodukovatelností, což v minulosti nebylo možné.

Plošné (planární) vrstevné struktury pro vysoké kmitočty tvoří elektronické systémy složené převážně z pasivních obvodových prvků. Tyto prvky jsou zde realizovány aditivní depozicí vrstev na základní substrát, přičemž jsou uspořádány na základě topologického návrhu, který je charakterizován dvourozměrnou topologií. Přitom základní požadavky na provedení konkrétního prvku vychází z kmitočtového pásma, pro které je tento prvek určen. Důležitým kritériem v tomto případě je, zda se jedná o prvky určené pro kmitočtové pásmo, u něhož je odpovídající vlnová délka řádově srovnatelná s rozměrem dané struktury. Taková struktura má potom charakter prostředí, v němž v různých jeho bodech má signál v totéž okamžiku různou fázi. Tyto struktury, označované jako mikrovlnné, pracují s kmitočty řádově v oblasti nad 1000 MHz, jak je uvedeno v [1]. Tuto hranici nelze stanovit v zásadě jednoznačně, nicméně obecně jsou za mikrovlny považovány kmitočty s takovou vlnovou délkou, která nepřekročí řádově desítky centimetrů, což souvisí s rozměry elektronických pasivních prvků. Pásmo mikrovln navazuje přímo na pásmo kmitočtů televizních. Jedná se o kmitočty, které jsou ve velké míře využívány v telekomunikační a dnes stále více i v informační technice, proto je znalost systémů pracujících na těchto kmitočtech důležitá pro správný návrh, optimalizaci a inovaci zařízení pro tyto aplikace.

Velmi důležitou oblastí, na kterou je zaměřena i převážná část této práce, je problematika struktur s rozloženými parametry. Zatímco struktury se soustředěnými parametry jsou charakterizovány tím, že každá část odpovídá nějakému základnímu obvodovému prvku (pro vedení se předpokládá nulová hodnota odporu, indukčnosti i kapacity), jsou u struktur s rozloženými parametry jednotlivé dílčí části struktury charakterizovány i více než jedním parametrem (část struktury, která má vlastnosti vedení, současně představuje i induktivní a kapacitní prvek) [2].

Předložená práce se zabývá problematikou vytváření planárních struktur s využitím vrstevných technologií na bázi tlustých vrstev. I když dosud převládá v této oblasti technologie tenkovrstvá, tlusté vrstvy jsou deponovány nevakuovým způsobem, což přináší značné cenové výhody oproti všem technologiím vakuovým. Současně tlustovrstevná technologie vykazují s postupem času řadu zlepšení, jak v oblasti materiálů, tak depozičních procesů, a proto jejich parametry se v některých směrech blíží parametrům tenkých vrstev, což je opodstatňuje i k využití pro mikrovlnné obvody. Práce je zaměřena na ověření některých tlustovrstevných aplikací pro mikrovlnné kmitočty a definováním jejich vhodnosti pro různé typy planárních struktur, včetně filtrů.

2 State-of-the-art

2.1 Vymezení pojmů v oblasti tlustovrstvové technologie

Běžně realizované elektronické integrované obvody na bázi vrstevných technologií jsou vytvořeny na nosném substrátu, buď anorganickém (keramické materiály), nebo organickém (polymerní materiály). Pasivní síť je integrována na substrát obvykle v několika technologických krocích, zatímco aktivní prvky, pokud jsou používány, jsou vsazeny ve formě čipů. Mezi hlavní přednosti vrstevných technologií patří právě možnost integrace pasivních prvků, což přináší nejen značné úspory rozměrové, ale i nové aspekty ve zlepšení dosahovaných parametrů a aplikačních možností. Zde se nabízí široké možnosti integrace pasivních prvků (rezistory, cívky, kondenzátory a další funkční řešení v planárním uspořádání, včetně prvků s rozloženými parametry).

Obvody se soustředěnými parametry jsou charakterizovány obvodovým schématem sestávajícím z jednotlivých prvků a jejich řešení obvykle využívá klasických algebraických a diferenciálních rovnic. Přitom obvodový prvek ve schématu je v tomto základním pohledu realizován jedinou fyzicky ohraničenou strukturou (odpor, kondenzátor, cívka) vytvořenou na nosném substrátu. Při jejich návrhu se předpokládá, že vodivá síť spojující tyto jednotlivé prvky má sama o sobě pouze nekonečnou vodivost G a parametry L a C mají nulovou hodnotu. V tomto pohledu se dále uvažuje, že parametry R , L a C jsou soustředěny v příslušných fyzicky jednoznačně určených definovaných strukturách (odporech, cívkách a kondenzátorech), z nichž je obvod složen. Dalším předpokladem je, že tyto struktury kromě těchto svých parametrů již žádné další parametry nevykazují (nulová rezistivita a kapacita u cívky, nulová indukčnost a vodivost dielektrika kondenzátoru). Potom lze takto definovat *obvod se soustředěnými parametry*.

Obvody s rozloženými parametry mají odlišnou koncepci, když se předpokládá, že parametry R , L , C a také vodivost G nejsou soustředěny v určitých částech obvodu, ale že jsou v určité míře přítomny v každé části každé dílčí struktury obvodu. Pro ilustraci lze uvést příklad, kdy rovný pásek vedení nemá pouze nekonečnou (nebo velmi vysokou) hodnotu vodivosti G , ale má také charakteristickou hodnotu indukčnosti (vlastní i vzájemné) a vzhledem k uspořádání vůči ostatním částem vedení i kapacitu. Jedná se zde o takové parametry obvodu, které se začínají projevovat na vysokých kmitočtech u jednotlivých částí, i když indukčnost a kapacita je relativně malá.

Každou část obvodu s rozloženými parametry je možné charakterizovat jistou hodnotou parametrů L , C , R a G na jednotku délky. Proto je pro řešení takových struktur nejprve navrženo náhradní schéma, které celý obvod transformuje do podoby obvodu se soustředěnými parametry. Ekvivalentní obvod se soustředěnými parametry zachovává veškeré hodnoty parametrů R , L , G , C , přičemž tyto parametry modeluje pomocí sériových a paralelních zapojení cívek, rezistorů a kondenzátorů.

Protože se rozložené parametry nejvíce projevují na vysokých kmitočtech, je pojem obvodu s rozloženými parametry spojen s oblastí vysokých kmitočetů, především mikrovln. Jedná se o velmi krátké elektromagnetické vlny, jejichž vlnová délka je řádově srovnatelná s rozměry obvodu, resp. prvku (nízké a střední kmitočty mají vlnovou délku několikanásobně větší). U těchto kmitočetů, kde je vlnová délka řádově v centimetrech a méně, nelze zajistit, aby signál ve všech částech struktury měl v jeden časový okamžik stejnou fázi (takový obvod resp. prvek by musel být několikanásobně menší a jeho rozměry by byly mimo možnosti dosahovaných rozlišení u vrstevných technologií).

V zásadě lze elektromagnetické vlnění rozdělit do několika oblastí podle kmitočtu a jemu odpovídající vlnové délky. Celé kmitočtové spektrum je tedy rozděleno do několika pásem, kde každé pásmo je charakterizováno vlněním s některými význačnými vlastnostmi.

Tab. 1. Přehled kmitočtových pásem [1]

Oblast		Orientační rozsah kmitočtu	Vlnová délka
Rádiové vlny	I –pásmo	100 kHz – 150 MHz	3 km – 2 m
	G-pásmo	150 MHz – 225 MHz	2 m – 1,3 m
	P-pásmo	225 MHz – 390 MHz	1,3 m – 77 cm
	L-pásmo	390 MHz – 1,55 GHz	77 cm – 20 cm
Mikrovlnná oblast	S-pásmo	1,55 GHz – 3,9 GHz	20 cm -7 cm
	C-pásmo	3,9 GHz – 6,2 GHz	7 cm – 4 cm
	X-pásmo	6,2 GHz – 10,9 GHz	4 cm – 2 cm
	K-pásmo	10,9 GHz – 36 GHz	2 cm – 8 mm
	Q –pásmo	36 GHz – 46 GHz	8 mm – 6 mm
	V –pásmo	46 GHz – 56 GHz	6 mm -5 mm
	W-pásmo	56 GHz – 100 GHz	5 mm -3 mm
		100 GHz – 1 THz	3 mm – 0,3 mm
IR záření		1 THz – 0,5 PHz	0,3 mm – 700 nm
Viditelné světlo		0,5 PHz – 1PHz	700 nm – 350 nm
UV		1PHz –50 PHz	350 nm – 10 nm
RTG		50 PHz – 5 EHz	10 nm – 0,1 nm
Gamma záření		5 EHz – 0,5 ZHz	Méně než 0,1 nm

Technologický postup a realizace struktury s rozloženými parametry technikou tlustých vrstev je obdobná jako zhotovování klasických struktur s parametry soustředěnými [3]. Hlavní odlišností jsou typy struktur resp. jejich tvary a uspořádání, které jsou touto metodou zhotovovány. Například odporová vrstva překrytá dielektrikem a následně elektrodou na tomto dielektriku představuje obvod s rozloženými parametry R a C. Takovou strukturu lze v náhradním schématu modelovat jako obvod složený z elementárních RC článků.

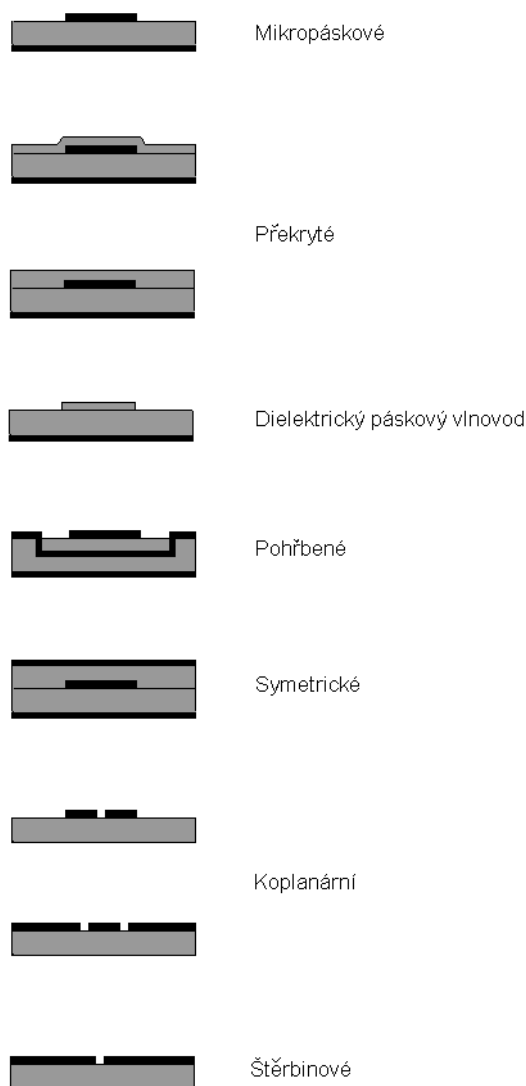
Oblastí využití tlustovrstvových struktur takto vytvořených jsou vhodné pro celou řadu aplikací, jako jsou například komponenty družic, kde pracují jako vlnovodná vedení, odbočnice apod.[3] Jednou ze základních výhod je snadná realizace mikropáskových vedení v integrované podobě.

Hlavní oblastí využití struktur s rozloženými parametry je tedy vysokofrekvenční a mikrovlnná technika. Zde se používají struktury jako impedanční transformátory, impedanční normály, rezonanční obvody, vysokofrekvenční filtry a další.

U mikroelektronických struktur (a tím i u tlustých vrstev) je obvyklé, že ani na nízkých kmitočtech nemají úplně přesně charakter obvodů se soustředěnými parametry, lze zde vypočítovat určitou rozloženost těchto parametrů.

Mikrovlnnou strukturou se obecně rozumí struktura určená pro kmitočty s vlnovou délkou srovnatelnou nebo menší než je podélný rozměr vedení, ale větší, než je příčný rozměr tohoto vedení. Takovýto typ elektromagnetické vlny na tomto vedení se označuje jako vlna TEM (transverzální elektromagnetická) [1]. Základním typem vedení pro tyto typy elektromagnetických vln je tzv. mikropásek. Jedná se o vodivý (v některých případech i odporový nebo dielektrický) pásek definovaných rozměrů vytvořený na dielektrickém substrátu, přičemž na spodní straně tohoto substrátu je umístěna stínící vrstva. Tímto páskem je veden elektromagnetický signál, přičemž elektromagnetické pole je vytvořeno mezi páskem a stínící vrstvou.

Na obr. 1 jsou uvedeny základní typy vlnovodů vytvořených vrstevnými technologiemi [2].



Obr. 1. Typy vedení pro vysoké kmitočty [2]

Vrstvové technologie jsou charakteristické tím, že v jedné fázi výroby vznikají jak jednotlivé obvodové prvky, tak i spoje mezi nimi. Při konstrukci těchto zařízení není proto výchozí součástková základna (tak jako u povrchové montáže), ale základna materiálová, což v realizaci jednotlivých prvků dává široké možnosti [5].

Přitom je nutno brát ohled na to, že při realizaci daného typu struktur nejsou důležité pouze funkční vlastnosti, ale i jejich vlastnosti technologické, které do značné míry ovlivňují i spolehlivost daného systému a tím i použitelnost uvažované technologie pro realizaci funkčních celků. Důležitá je proto dobrá elektrická i mechanická stabilita dané vrstvy, její adheze k substrátu a snadná technologická opracovatelnost s možností technologických úprav (pájení, kontaktování, pokovování apod.).

2.2 Nosné substráty

Substráty jsou u hybridních integrovaných obvodů nosným prostředím a musí zajistit nejen mechanické a chemické, ale především elektrické vlastnosti, jež jsou požadovány pro každou aplikaci. U obvodů mikrovlnných nicméně funkce substrátu spočívá i ve vytvoření prostředí funkčního. Např. u nesymetrického páskového vedení je pásek vytvořen na lícové straně dielektrického substrátu, zatímco strana rubová je opatřena vodivou vrstvou, která slouží jako zemní plocha. Protože je nosný substrát již přímo funkční součástí mikrovlnné struktury, je nutné, aby měl co nejlépe a nejpřesněji definované parametry (mechanické i elektrické - dielektrická permitivita, ztrátový činitel aj.) Požadavky na dielektrické substráty jsou tedy mnohem náročnější ve srovnání s hybridními integrovanými obvody pracujícími na nižších kmitočtech. Substrát by měl mít vlastnosti následující [6]:

Vysoká hodnota relativní permitivity

Malý ztrátový činitel

Malá změna permitivity v důsledku změn teploty a vlhkosti

Dobrá homogenita (malý rozptyl parametrů)

Konstantní tloušťka

Malá drsnost povrchu

Vysoká elektrická pevnost

Vysoká tepelná vodivost

Nízká hodnota TCE

Snadná opracovatelnost

Vysoká chemická odolnost

Relativní permitivita má vliv na délku vlny na vedení a na jeho charakteristickou impedanci. Aby měl obvod s rozloženými parametry přiměřeně malé rozměry, je vhodné pro oblast od 1 do 15 GHz volit materiály s permitivitou řádově 8 – 12. Pro kmitočty nižší, pokud má být zachován charakter rozložených parametrů při zachování rozumně malých rozměrů, je vhodné volit materiál s vyšší relativní permitivitou – vyšší než 25. Pro obvody určené pro kmitočty nad 15 GHz je naopak žádoucí používat materiály s nižší relativní permitivitou – při permitivitě vyšší by návrh některých obvodových prvků byl vzhledem k velmi malé vlnové délce obtížný. Nepříznivý vliv na vlastnosti obvodu mají dále dielektrické ztráty. Je proto nutné brát při výběru dielektrického substrátu ohled i na hodnotu ztrátového činitele.

U náročnějších aplikací je udávanou hodnotou tolerance změny charakteristické impedance $\pm 1\%$. Aby byl tento požadavek splněn, je nutné udržet změnu relativní permitivity v mezích $\pm 2\%$. Rovněž i tloušťka substrátu má na obvodové vlastnosti vliv. I zde platí, že pro odchylku $\pm 1\%$ je nutno rozptýlit tloušťky udržet v mezích $\pm 2\%$. [4]

Teplotní závislost permitivity a teplotní roztažnost je dalším hlediskem, které má význam především u rezonančních obvodů. Rezonanční kmitočet zde závisí jak na permitivitě, tak na přesných geometrických rozměrech, proto je nutno změně těchto obou parametrů v závislosti na teplotě věnovat patřičnou pozornost.

U žádného ze současných materiálů nejsou současně splněny všechny požadavky kladené v předchozím výčtu, proto je výběr konkrétního materiálu kompromisem, kde lze případně některému požadavku přiložit větší váhu v závislosti na aplikaci.

Správná volba konkrétního substrátu rovněž záleží na následujících okolnostech [3]:

- Je cena konkrétního substrátu adekvátní zamýšlené aplikaci?
- Jaká technologie má být užita?
- Jaký je rozsah kmitočtů a teplot pro aplikaci?
- Jsou k dispozici dostatečné rozměry substrátu pro zamýšlenou aplikaci?

Na základě uvedených skutečností a z nich vyplývajících požadavků je nutné uvažovat pro mikrovlnné aplikace s různými typy substrátů, resp. se substráty různého materiálového složení. Tak přichází do úvahy:

- Polykrystalické keramické materiály
- Skleněné substráty
- Monokrystalické materiály

Polykrystalická keramika

Polykrystalická keramika vykazuje výbornou mechanickou pevnost, dobrou tepelnou vodivost, odolnost vůči elektromigraci, chemickým vlivům a teplotnímu šoku.

Výchozím materiálem pro polykrystalické keramické substráty je čištěný oxidový prášek. Tento oxidový prášek je smíchán s organickými přísadami, které slouží jako pojivo.

Naprostou většinu (90%) segmentu polykrystalické keramiky představuje oxid hlinitý (Al_2O_3). Pro tlustovrstvovou technologii je běžně využívána v jeho obsahu 96%, avšak pro mikrovlnné aplikace se používá hlavně $>99\%$ Al_2O_3 . Povrch substrátů představuje velmi dobré prostředí pro adhezi, nicméně limituje rozsah užitečných pracovních kmitočtů [3]. Neleštěné substráty s 96% čistotou nalézají uplatnění v běžných aplikacích, kde nejsou vyžadovány specifické nároky na výkon, tolerance a také na výtěžnost výroby. Pro aplikace v mikrovlnných technologiích, kde je důležitá minimální možná tolerance rozměrů obvodových prvků a přitom také maximální reprodukovatelnost, se povrch substrátu leští, a tak může být dosažena drsnost kolem $1\text{ }\mu\text{m}$ a rovinnost povrchu mezi 0,3 – 0,5 %. Takové povrchy umožňují vysoce kvalitní tisk, dobré vlastnosti pro případné leptání, s tím i dobrou reprodukovatelnost technologického procesu.

V případě tenkovrstvových hybridních struktur, kde se substrát, podobně jako u obvodů tlustovrstvových, aktivně podílí na činnosti systému, je kvalita povrchu ještě podstatně kritičtější měřítkem. Tenčí vrstvy jsou mnohem citlivější k nepravidelnostem povrchu, a

tudíž je většina substrátů, které jsou určeny pro tenkovrstvové obvody, leštěna a případně i glazována tak, aby byla dosažena drsnost povrchu kolem 250 nm [3].

Pro výkonově náročné aplikace jsou široce využívány substráty z oxidu berylnatého (BeO). Díky vysoké tepelné vodivosti, která je přibližně osmkrát vyšší než u hlinité keramiky, společně s nízkou hodnotou ztrátového činitele, by se jednalo o ideální substrát pro mnohé aplikace. Beryliová keramika je nicméně materiálem s velkými zrnny a nelze u ní docílit takové kvality zpracování povrchu, jaká je běžně dosažitelná u keramiky hlinité, a navíc je povrch mnohem více porézní. Jako takový je beryliový substrát dostačující pro tlustovrstvové aplikace, nicméně při zpracování tenkovrstvových struktur mohou nastat problémy. Reprodukovatelnost je u beryliové keramiky nicméně horší než u keramiky hlinité, obzvláště u lisovaných struktur. Zatímco novější technologie zpracování již nabízejí jistá zlepšení, větší velikost zrn a poréznost stále představují problém. Větší problém, nicméně zvládnutelný za cenu vyšší technologické náročnosti, představuje potenciální toxicita prachu BeO. Je všeobecně známo, že vypálená keramika již nepředstavuje žádné zdravotní riziko, zatímco prach beryliové keramiky vzhledem ke svým toxickým vlastnostem může být příčinou závažných plicních potíží.

V poslední době stále více používaným materiálem je nitrid hlinitý (AlN). Při běžných teplotách dosahuje jeho tepelná vodivost 75 % oproti BeO. Existuje varianta AlN s velmi vysokou čistotou, která má tepelnou vodivost blízkou tepelné vodivosti u BeO při teplotách kolem 150°C. Teplotní roztažnost tohoto materiálu je podobná jako u křemíku, jde tedy o vhodný materiál na pouzdra obvodů VHSIC. Problémem je vyšší hodnota ztrátového činitele a adheze. Problémy s adhezí souvisejí se špatnou chemickou odolností a proměnlivými fyzikálními a chemickými vlastnostmi u povrchů substrátu AlN. Při sintrování se často přidává malé množství yttria.

Prudká oxidace povrchu AlN nastává při teplotách nad 1000°C. Vzniklý oxid tak brání dobré adhezi mezi substrátem a použitou tlustovrstvovou pastou. Roztažnost hlinitého oxidu je ve srovnání s nitridem přibližně dvojnásobná, což u substrátů, které jsou rychle zchlazovány, vede ke vzniku termomechanického pnutí způsobujícího praskliny v oxidu, vedoucí ke špatné adhezi rovněž u tenkých vrstev [3]. Leštění AlN pro mikrovlnné aplikace vede k odstranění povrchového oxidu, přičemž ještě další úpravy povrchu jsou nutné pro zajištění dobré adheze. Zlepšení adheze lze dosáhnout použitím velmi tenké zoxidované kovové vrstvy.

Jisté procesní neslučitelnosti u tlustovrstvové a tenkovrstvové technologie v případě AlN spočívá v rozdílném chemickém složení příslušných struktur. Oproti Al_2O_3 , kde jsou pouze malé rozdíly v chemickém složení, nastávají u AlN vlivem rozdílných příměsí použitých jako činidlo při sintrování podstatně větší rozdíly v chemickém složení mezi jednotlivými strukturami. Tyto rozdíly mezi jednotlivými AlN substráty se projevují například u vrtání laserem. Složení příměsí použité pro sintrování ovlivnilo množství kovového hliníku uvolněného při vysokoteplotním rozkladu AlN. Tento hliník může být odstraněn leptáním, během kterého je nicméně narušen samotný AlN substrát. Povrch substrátu lze obnovit leštěním po opracování laserem. Vzniku kovového hliníku lze zabránit, pokud opracování laserem probíhá v dusíkové atmosféře.

Požadavky na menší, lehčí obvody vedly k rychlému obnovení zájmu o materiály s vysokou relativní permitivitou ($\epsilon_r = 20 - 40$). Většímu rozšíření u těchto materiálů nicméně brání vysoký ztrátový činitel, nízká hustota, špatná kvalita povrchu a vysoký součinitel změny permitivity.

Dalším materiálem používaným jako substrát je karbid křemíku (SiC). Tento materiál zpravidla obsahuje od 0,1 do 3,5 % hmotnosti BeO jako činidla pro sintrování. Má ještě vyšší

hodnotu než BeO a teplotní roztažnost je bližší teplotní roztažnosti křemíku než jak je tomu u AlN. Karbid křemíku má tím pádem široké možnosti aplikace u pouzdření energeticky náročných křemíkových čipů. Nicméně jeho vysoká hodnota ztrátového činitele neumožňuje jeho užití jako substrátu pro mikrovlnné aplikace. Je rovněž nutné zmínit potenciální toxicitu vláknových krystalů SiC. Tyto vláknové krystaly mohou mechanicky poškozovat plicní tkáň a vést k rozvoji onkologických onemocnění.

Tab. 2. Vlastnosti keramických materiálů používaných pro výrobu substrátů [4]

Parametr/Materiál	96% Al ₂ O ₃	99,5% Al ₂ O ₃ *)	99% BeO**)	AlN
Tepelná vodivost [J·s⁻¹·m⁻¹·K⁻¹]	35	37	250	175
Součinitel teplotní roztažnosti [ppm·K⁻¹]	6,4	6,6	5	4,5
Elektrická pevnost [kV·mm⁻¹]	8	9	14	12
Měrný odpor [Ω·mm]	7 · 10 ¹³	7 · 10 ¹³	10 ¹⁴	> 10 ¹³
Tangenta ztrátového činitele 100 MHz [%]	0,55	0,08	0,04	7 - 20
Relativní permitivita ε_r	9	10	6,6	9 - 10
*) používá se pro tenkovrstvé obvody **) toxický materiál používaný v omezené míře pro výkonové aplikace				

Skleněné substráty

Skleněné substráty jsou používány pouze pro tenkovrstvové struktury. Jsou vyráběny tavením skleněných střepů ve vsázkové peci. Roztavené sklo je z peci odebráno ve formě tabulí. Skleněné substráty jsou cenově nejvýhodnější ze všech materiálů, které se pro tenkovrstvové substráty používají. Vykazují nicméně nízkou mechanickou odolnost a špatnou tepelnou vodivost, nejsou vhodné pro kontaktování termokompresí a manipulace s nimi je problematická [3]. Pro mikrovlnné aplikace je v zásadě jediným vhodným skleněným materiálem sklo křemenné.

Křemenné sklo má velmi hladký povrch, nízké hodnoty relativní permitivity a ztrátového činitele. Tenkovrstvové obvody realizované na křemenném skle mají vzhledem k tomu velmi dobrou reprodukovatelnost geometrie a téměř zde neexistují problémy s výtěžností zapříčiněné defekty povrchu [3].

Křemenné sklo může být vyráběno dvěma způsoby. Tím prvním je roztavení křemene, následované vytažením válce z taveniny. Válec je potom rozřezán a vzniklé disky leštěny.

Lze rovněž připravit křemenné sklo hydrolýzou chloridu křemičitého:



Monokrystalické substráty SiO₂

Tyto substráty jsou velmi vhodné pro mikrovlnné obvody, mají nízkou hodnotu ztrátového činitele a oproti skleněným substrátům i vysokou hodnotu tepelné vodivosti. Pro výrobu se běžně využívá Czochralského metoda tažení, kdy je monokrystal následně rozřezán, a desky jsou leštěny. Tento postup je shodný s postupem pro výrobu substrátů pro standardní integrované obvody, rozdíl může být například v tloušťce apod.

Všeobecnou nevýhodou je zde velmi vysoká cena ve srovnání s keramickými substráty a horší mechanická odolnost, která může být pro některé aplikace kritická. Navíc tyto substráty mají anizotropní vlastnosti. Z tohoto důvodu jsou monokrystalické substráty používány v menší míře než substráty polykrystalické.

2.3 Tlustovrstvové pasty a jejich depozice

Tlustovrstvové pasty představují základní funkční prvek v technologii tlustých vrstev, neboť slouží pro vytváření pasivních sítí v integrované formě. Jejich charakteristickým rysem je vysoká mechanická, chemická a především teplotní odolnost a také nevakuový způsob nanášení. Všechny tlustovrstvové pasty mají jisté společné obecné vlastnosti:

1. Jde o viskózní materiály s reologickými vlastnostmi vhodnými pro technologii sítotisku
2. Jsou v zásadě tvořeny třemi složkami: složkou funkční, která propůjčuje příslušnou elektrickou vlastnost, složkou vazební, která zajistí mechanickou pevnost a uchycení na substrát; a složkou pojivovou, která poskytuje žádoucí vlastnosti reologické
3. Vlastnosti past jsou velmi závislé na procesu nanášení, pro který jsou určeny, a současně mohou být doporučeny pro specifický substrát.

Tlustovrstvové pasty jsou nanášeny technologií *sítotisku*. Podstatou této technologie je protlačování tixotropního viskózního materiálu přes síťovinu. Protože pasty nejsou tekuté, musejí být přes otvory v síťovině protlačovány působením vnější síly, působící směrem k povrchu substrátu [3].

Na proces sítotisku má vliv kolem 50 různých faktorů, které lze sdružit do jednotlivých kategorií [5]:

- Pasta
- Substrát
- Stěrka
- Úprava po tisku
- Operátor / stroj

Při sítotisku se stěrka pohybuje po povrchu síta, přičemž zaplňuje každou aperturu v síťovině pastou. Stěrka přitom přitlačí síto k substrátu, přičemž pasta povrch substrátu smočí. Tímto je určena optimální tloušťka vrstvy. Stěrka postupně přejede přes celý substrát, přičemž na tento substrát přitlačuje síťovinu, na konci tisku je od síťoviny oddálena. Síťovina se oddělí od substrátu, přičemž na substrátu zůstane natisknutá vrstva pasty obsažená ve volných okách síta. Tato vrstva má nejprve nerovný povrch v důsledku tisku, přičemž postupně nastává jeho zarovnání.

Vrstvy vodivé

Pro vodivé vrstvy vyplývají požadavky z jejich účelu. Tedy v první řadě je tímto požadavkem dobrá elektrická vodivost. Dalšími požadavky jsou dobrá adheze k substrátu, materiálová kompatibilita a možnost pájení i snadné nanášení. [5]

Pro dosažení dobrých elektrických vlastností je požadováno, aby vodivost natisknutého vodiče byla podobná vodivosti čistého kovu. Je žádoucí, aby taková vrstva měla obdélníkový průřez a hladký povrch. U tlustovrstvových vodičů se zpravidla vyskytují tyto charakteristické vlastnosti [3]:

- drsný, nerovný povrch
- zaoblené okraje
- stopy po síťovině

Tlustovrstvové vodivé pasty jsou směsí funkční složky, která propůjčuje příslušnou žádanou elektrickou vlastnost (vodivost) a složky vazební (skelná fritra), která tvoří mechanický rámec a zajišťuje adhezi k povrchu substrátu.

Funkční složka má formu malých částic, ve většině případů drahých kovů. Těmito kovy jsou nejčastěji zlato, stříbro, platina a palladium. Rozměry částic dosahují řádově μm . Tyto částice musí po výpalu zaručit požadovanou vodivost. Toho je docíleno tím, že se částice ve vypálené struktuře nacházejí ve vzájemném mechanickém kontaktu. Existují rovněž materiály na bázi mědi, ale ty vyžadují zvýšené nároky na atmosféru během výpalu z důvodu vysoké oxidační schopnosti mědi.

Součástí vodivé vrstvy je nicméně i vazební složka, která tvoří mechanickou oporu a na samotné funkci se nijak nepodílí. Skelná fritra, která je ve vodivé vrstvě zastoupena přibližně v 8 % hmotnosti, představuje nicméně výrazné zvýšení měrného odporu vrstvy ve srovnání s materiálem čistého kovu. Jsou používána nízkotavná skla (křemičitoolovnatá, borosilikátová nebo boritoolovnatá). Tato skelná fritra vytváří chemickou vazbu na substrát a zajišťuje dostatečnou přilnavost natisknuté vrstvy.

Jinou cestou je použití vodivých síťotiskových past s vazbou oxidovou, která je založena na reakci některých oxidů s materiálem základního substrátu. Pro vytvoření požadované vazby je požadujícím množstvím do 4 % hmotnostních, čímž je docíleno lepšího elektrického kontaktu mezi částicemi kovové složky, a tím i lepších elektrických vlastností. Takové pasty však vyžadují vyšší vypalovací teplotu, ta se z 800 – 850 °C posouvá na 950 – 1000°C. Proto byl vyvinut další typ, jímž je pasta se smíšenou vazbou, která spojuje požadované vlastnosti obou předchozích typů.

Přesnost obrazců je dána složitostí vyráběného obvodu. V [3] je pro dodržení charakteristické impedance v mezích $\pm 1\%$ dovolená změna šířky mikropásku 2%. Přesná maximální tolerance charakteristických parametrů závisí pochopitelně na druhu a účelu struktury.

Dalším kritériem je tzv. hloubka vniku elektrického pole do materiálu (*skin efekt*) při dané teplotě a kmitočtu. Vnik elektrického pole do materiálu zpětně ovlivňuje vedení proudu vodičem. Je proto požadováno, aby síla natisknuté vrstvy byla minimálně rovna čtyřnásobku hloubky vniku do materiálu. Protože hloubka vniku závisí na kmitočtu, je na kmitočtu závislá i požadovaná síla nanášené vrstvy.

Volba vhodné vodivé pasty závisí na zamýšlené aplikaci. Důležitým hlediskem je nejen hledisko technologické, ale i ekonomické. Pasty lze rozdělit podle použití pro různé aplikace, přičemž těmito aplikacemi jsou typicky:

- vysoce spolehlivé a přesné obvody
- výkonové a vysokonapěťové obvody
- obvody pro spotřební elektroniku
- vícevrstvé obvody
- potenciometry, odporové dráhy

Složení TLV past se liší podle zamýšlené aplikace. U mikrovlnných obvodů je požadována co nejlepší vodivost, již je dosaženo použitím prášků keramiky namísto skelné frity. [22] Jako vodivá složka je použito zlato. Uvedené složení navíc nabízí lepší vlastnosti pro kontaktování vzhledem k absenci skla [22].

V [23] je uvedeno složení pasty založené na bázi stříbra. I tato pasta využívá vazební složku, která neobsahuje sklo. Vazební složka je zde tvořena oxidy olova, hliníku, titanu a bismutu. V Tab. 3 je uvedeno procentuální složení hmotnosti podle [23]. Jako maximální kmitočet, který je přenášen mikropáskovým vedením při zachování vyhovujících vlastností, je v [23] uvedeno 18 GHz.

Tab. 3. Složení Ag vodivé pasty [23]

Složka	Použitý materiál	Hmotnostní %
Funkční složka	Stříbro	80
Vazební složka	Oxid olova Oxid hliníku Oxid titanu Oxid bismutu	10
Transportní složka	Ethyl cellulose	10

Vrstvy odporové

Zde jsou základními požadavky dobrá stabilita a nízká teplotní závislost hodnoty rezistivity. V [3] jsou jako uvedeny jako nejčastěji požadované hodnoty 10 až 1000 Ω . Tlustovrstvové materiály používané pro vytváření odporů jsou založeny na dvou principech. Prvním je regulace odporu poměrem vodivé složky vzhledem ke složce vazební a druhým pak odporové materiály na bázi kysličníků, např. ruthenia [21].

Požadavky na odporové vrstvy se neliší od požadavků na materiály používané pro konvenční obvody. Jsou zde sledována následující kritéria:

- jmenovitá hodnota
- stabilita parametrů
- teplotní součinitel
- šum

U mikrovlnných obvodů je rovněž důležitým faktorem kmitočtová závislost obvodu, která je ovlivněna jak technologickým řešením výsledného rezistoru, tak i složením vrstvy. Pro elektrické vlastnosti je důležité složení a uspořádání vodivé a dielektrické (vazební) složky.

Vodivá složka je tvořena částicemi kovu o velikosti řádové v μm . Tyto částice během teplotního zpracování procházejí reakcemi, při nichž vznikají oxidy.

Jak již bylo zmíněno, u nejnovějších odporových materiálů je oxidová část přidávána jako samostatná složka (nevzniká výpalem), což umožňuje vyšší přesnost parametrů (stabilita, teplotní součinitel), neboť jsou eliminovány vlivy, které by se během teplotního zpracování mohly uplatnit. Příkladem takového systému je pasta založená na RuO_2 [13].

Oxid ruthenia (RuO_2) je stabilní do teploty 100°C má elektrické vlastnosti srovnatelné s kovem a rezistivitu okolo $50 \mu\text{ohm}\cdot\text{cm}$ a TKR je kladné, má hodnotu okolo $3000 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$. Dalším krokem je přidání oxidu niobu. Tím dojde ke snížení vysoké hodnoty TKR typické pro samotný oxid ruthenia [21].

Výsledná struktura odporové vrstvy má nepravidelné uspořádání, částice kovu jsou rozptýlené náhodně. Přesné uspořádání zde závisí mj. na teplotě měknutí použitého skla, smáčecích vlastnostech, velikosti částic kovu nebo vlivu sintrace na vodivý materiál.

Ve struktuře odporové pasty je většina vodivých částic obklopena spojitou skleněnou maticí. Tím má skelná složka výrazný vliv na vlastnosti odporové vrstvy.

Mechanismus vedení proudu spočívá jak v přímém tunelování elektronů přes tenkou bariéru, tak i v přechodu nepřímém, kdy elektron prochází přes několik mezistavů ve skleněné matici. Detaily tohoto mechanismu jsou blíže popsány v [14].

Předpokládá se, že skleněná matrice tvoří vysokoenergetický zakázaný pás, kde mezi vodivými částicemi existují potenciálové bariéry. Při sintraci však dochází ke vzniku příměsových stavů ve skle, které se podílí na vedení proudu. Tím dochází k interakci kovových zrn se sklem, přičemž může nastat některý ze tří mechanismů:

- Mělké příměsi posouvají Fermiho hladinu systému do blízkosti vodivostního pásu skla, čímž je způsobena polovodivost skla (u skel se širokým zakázaným pásmem).
- Hluboko lokalizované stavy v zakázaném pásmu skla, které rozšiřují stavy pozorovatelné v amorfních sklech; tyto stavy vytvářejí rezonanční centra pro přímé tunelování elektronů.
- Nečistoty ve skle mohou vytvářet pásmo delokalizovaných stavů daleko od vodivostního a valenčního pásu skla

U TLV rezistorů dosahují hodnoty odporu $R/\square = 10 \Omega/\square$ až po $10^7 \Omega/\square$ při tloušťce vrstvy kolem $20 \mu\text{m}$. Výsledná hodnota odporu přitom závisí na procentuálním obsahu kovových částic v celkovém objemu, tento obsah se pohybuje v rozsahu od 10 do 70 % objemových. Dále závisí výsledný odpor na poměru velikosti vodivých a skleněných částic a na teplotním režimu při výpalu.

V oblasti mikrovlnných hybridních integrovaných obvodů se realizují převážně rezistory o malých hodnotách, proto jsou zde používány pasty s hodnotou vrstevového odporu do $10 \Omega/\square$. Tyto pasty jsou charakteristické nižší hodnotou teplotního součinitele, který se pohybuje obvykle kolem 100 ppm , což je mnohem nižší hodnota než např. u křemíku.

Vrstvy dielektrické, izolační a krycí

U mikrovlnných struktur je izolační dielektrická vrstva přímo aktivní částí obvodu, proto je zde požadována mimo jiné i reprodukovatelná relativní permitivita, odolnost proti průrazu a malý výskyt poruch a zkratů. Jako vhodný pro náročné aplikace je v [5] uveden oxid křemičitý nanášený pyrolyticky.

Základní materiály jsou zde odvozeny od materiálů, které se používají pro dielektrika klasických kondenzátorů. U mikrovlnných obvodů jsou využívány materiály typu I, které jsou charakteristické nízkou permitivitou, nízkým ztrátovým činitelem a nízkou teplotní závislostí. Tyto materiály jsou v pastě smíchány s pojivovou složkou, se kterou vytvářejí vazbu s podložkou. Pro směsný systém keramika – sklo platí pro stanovení permitivity Lichteneckerův směsný vztah:

$$\log \varepsilon = V_1 * \log \varepsilon_1 + V_2 * \log \varepsilon_2 \quad (2.2)$$

kde ε – výsledná permitivita systému (-)

$\varepsilon_1, \varepsilon_2$ – permitivita dílčích složek (-)

V_1, V_2 – objemové poměry dílčích složek (%)

Ze vztahu (2.2) je patrné, že závislost dosahované kapacity na poměru obou složek není lineární, což značně omezuje velikost výsledné kapacity. Obtížnost realizace tlustovrstvových kondenzátorů roste s rostoucími požadavky na vyšší hodnoty kapacity.

Nejpoužívanějšími materiály pro funkční složku jsou Al_2O_3 , SiO_2 , CaO and MgO .

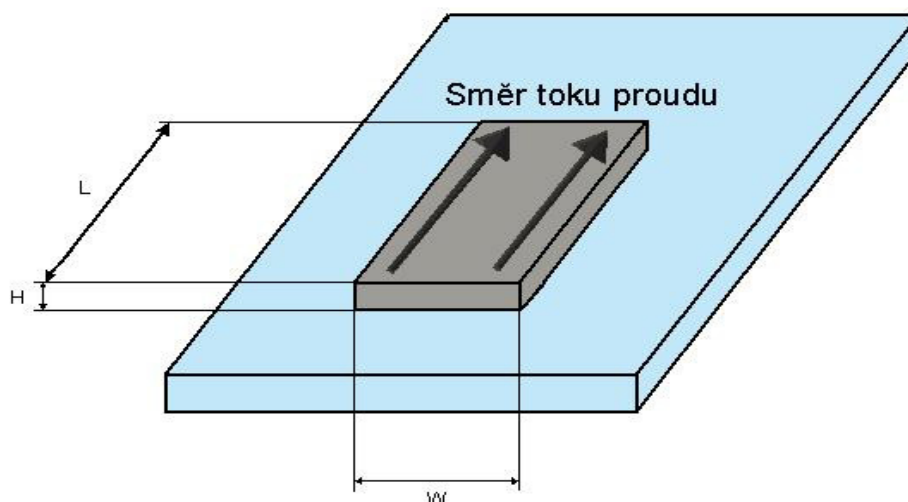
Na výsledných dielektrických vlastnostech se tedy podílí jak funkční složka, která tvoří vazební složku, tak i skelná frit. Přitom vazební složka představuje od 3% do 4% hmotnosti. Tato skelná frit je nejčastěji borosilikátová, kde příměsí může být olovo, bismut, kadmium, barium či vápník.

Příprava takové skelné frity je spojena s roztavením jednotlivých složek a nalitím vzniklé taveniny do vody, čímž vznikne samotná frit. Hlavními materiály jsou zde oxidy zinku, titanu, chromu, kadmia či niklu. Ke získání požadovaného oxidu jsou přidány další příměsi, jimiž může být jakákoliv sloučenina, za jejíž účasti vznikne požadovaný oxid při podmínkách typických pro výrobu skelné frity [24].

2.4 Realizace pasivních prvků

Realizace rezistorů

Výběr vhodného způsobu realizace rezistoru pro danou aplikaci vyžaduje současné uvažování požadovaných elektrických a souvisejících parametrů (rezistivita, teplotní stabilita), stejně jako kompatibilitu s materiály a procesy užitými v jiných částech systému. Nelze tedy užít materiál, který není možné požadovaným způsobem deponovat, sintrovat, popř. který poškozuje, jiné materiály, spoje nebo substráty v systému.



Obr. 2. Typický vzhled realizované odporové vrstvy

Na obr. 2 je zobrazena typická odporová struktura. Pro elektrický odpor zde platí vztah:

$$R = R_{square} * \frac{l}{w} = \rho * \frac{l}{w * h} \quad (2.3)$$

kde

R_{square}	- vrstvový odpor struktury (Ω/\square)
l	- délka realizované vrstvy (cm)
w	- šířka realizované vrstvy (cm)
h	- výška natisknuté vrstvy (cm)
ρ	- rezistivita materiálu (Ωcm)

Při realizaci je nutno přihlídnout rovněž k minimální možné ploše odporové vrstvy vzhledem k zamýšlenému výkonovému zatížení.

U odporové vrstvy pravoúhlého tvaru je hodnota napětí i proudu podél celé vrstvy konstantní a tím je výpočet výkonového zatížení vztažený na jednotku plochy určen jako:

$$P_{element} = \frac{P}{A} = \frac{U * I}{A} = \frac{U^2}{R * A} = \frac{U^2}{R_{square} * l^2} \quad (2.4)$$

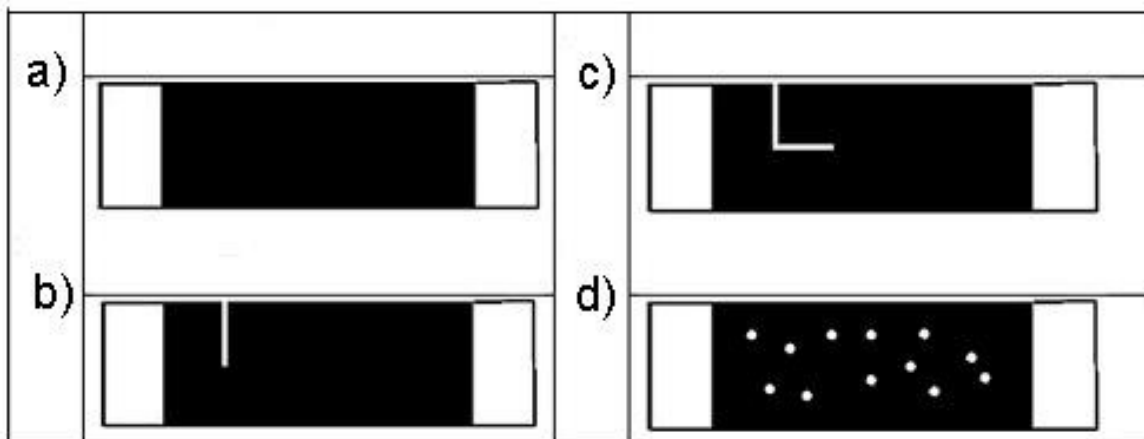
kde

$P_{element}$	- výkonová ztráta vztažená k jednotce plochy (W/cm ²)
P	- výkon rozptylující se v celém rezistoru (W)
U	- aplikované napětí (V)
I	- proud protékající vrstvou (A)
A	- celková plocha odporové vrstvy, dané součinem $w * l$ (cm ²)

Nejběžnější metodou realizace rezistoru je technologie sítotisku, kdy je odporová pasta protlačována přes síťovinu s motivem vytvořeným tak, aby rozměry natisknuté vrstvy odpovídaly požadavkům na odpor struktury podle vztahu (1.3).

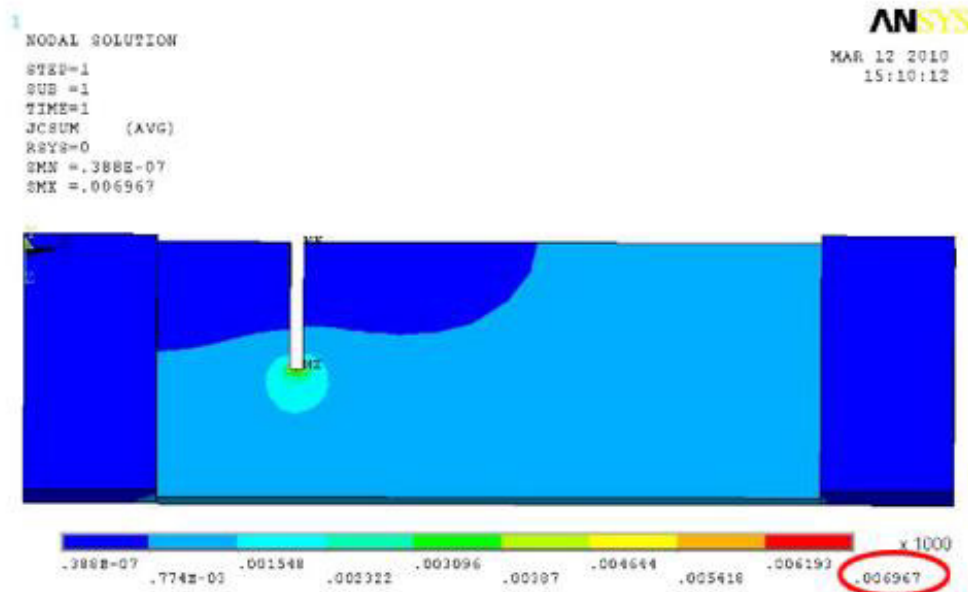
Při takovém řešení jsou potřebné rozměry odporové struktury určeny již před její realizací. Přitom je nicméně nutno brát v úvahu i možný rozptyl parametrů.

V případě aplikací, kdy je nutno dosáhnout co nejvyšších hodnot přesnosti hodnoty odporu, se volí rozměry na samotné hranici rozptylu parametrů směrem k nižším hodnotám odporu. Realizovaná odporová vrstva tak bude mít vždy nižší hodnotu odporu než je hodnota původně zamýšlená. Požadované hodnoty odporu je potom dosaženo dodatečným *dostavováním* (trimováním). Při tomto dostavování jsou odebírány části vrstvy tak, jak je naznačeno na obr. 3.



Obr. 3. Různé způsoby dostavování rezistorů: a) rezistor bez dostavování, b) rezistor s drážkou ve tvaru "I", c) rezistor s drážkou ve tvaru "L" d) rezistor s náhodně rozmístěnými kruhy

Přitom platí, že u dostavovaných rezistorů se změny tepelné poměry související s výkonovou ztrátou na odporové struktuře. Elektrické pole ani proudová hustota v takové struktuře nebude homogenní na obr. 4 je zachycena FEM simulace výkonové ztráty ve struktuře TLV rezistoru se znatelným maximem v oblasti vytvořené drážky.



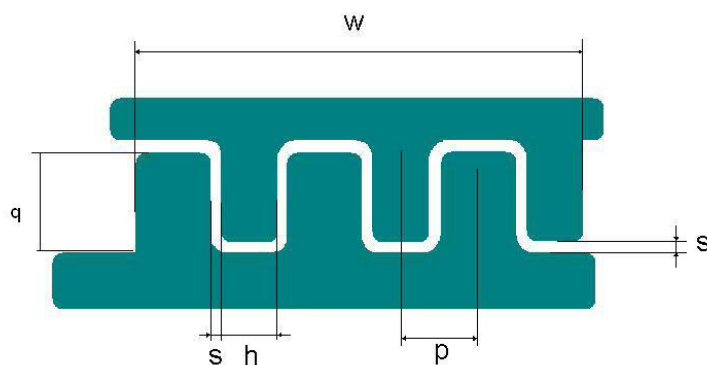
Obr. 4. Simulace hodnoty výkonové ztráty v ploše TLV rezistoru [37]

Realizace kondenzátorů

Zde existuje několik možností realizace, přesný způsob závisí na zamýšlené aplikaci. Obecně je pro použití v HIO možno uvažovat následující možnosti:

1. Hřebenové interdigitální
2. S tištěným dielektrikem
3. Keramické (vsazovací)

Uspořádání interdigitálního kondenzátoru je zachyceno na obr. 5. U tohoto typu jsou obě vodivé elektrody umístěny v jediné vrstvě, na povrchu základné podložky, což vede k tomu, že v realizace kondenzátoru probíhá v jediném kroku společně s realizací vodivé sítě.



Obr. 5. Uspořádání interdigitálního kondenzátoru

Výsledná kapacita struktury závisí na mezeře mezi oběma elektrodami, počtu jednotlivých meandrů, délce, šířce a okolním prostředím. Naopak tloušťka vrstvy nemá podstatný význam.

Výslednou kapacitu lze potom stanovit jako:

$$C = \varepsilon * \varepsilon_r * (N - 1) * \frac{q * h}{p} \quad (2.5)$$

kde

N	- počet jednotlivých meandrů (-)
ε	- permitivita vakua ($8,84 * 10^{-14}$ F/cm)
ε_r	- relativní permitivita podložky (-)
p, h, q	- geometrické rozměry systému podle obr. 5

Je zjevné, že podle vztahu 1.5 je jako aktivní dielektrikum uvažován materiál podložky, jehož permitivita je předpokládána mnohem vyšší než permitivita vakua (pro Al_2O_3 je hodnota $\varepsilon_r = 12,6$).

V případě planárního interdigitálního kondenzátoru lze činitel jakosti vyjádřit prostřednictvím náhradního zapojení rezistoru a kondenzátoru do série [15]:

$$Q = \frac{1}{\omega * C * R_s} \quad (2.6)$$

kde

ω	- úhlový kmitočet (rad /s)
C	- kapacita kondenzátoru (F)
R_s	- sériový odpor (Ω)

Funkce kondenzátorů s natisknutým dielektrikem spočívá ve využití dielektrické sítotiskové pasty jako hlavního funkčního prvku.

Jako dielektrika sloužící pro použití v kondenzátorech jsou používány pasty s relativní permitivitou v rozsahu od 10 do 250, ztrátový činitel v rozsahu od 0,05 do 5% a průrazné napětí přibližně 400 V/cm^2 .

Zde platí, že kapacita kondenzátoru s natisknutým dielektrikem je určena jako:

$$C = \varepsilon * \varepsilon_r * \frac{a * b}{t} \quad (2.7)$$

kde

ε	- permitivita vakua ($8,84 * 10^{-14}$ F/cm)
ε_r	- relativní permitivita dielektrické tištěné vrstvy (-)
a, b	- plošné rozměry (cm)
t	- tloušťka dielektrické vrstvy (cm)

Vztah pro výpočet kapacity (1.7) lze upravit do tvaru:

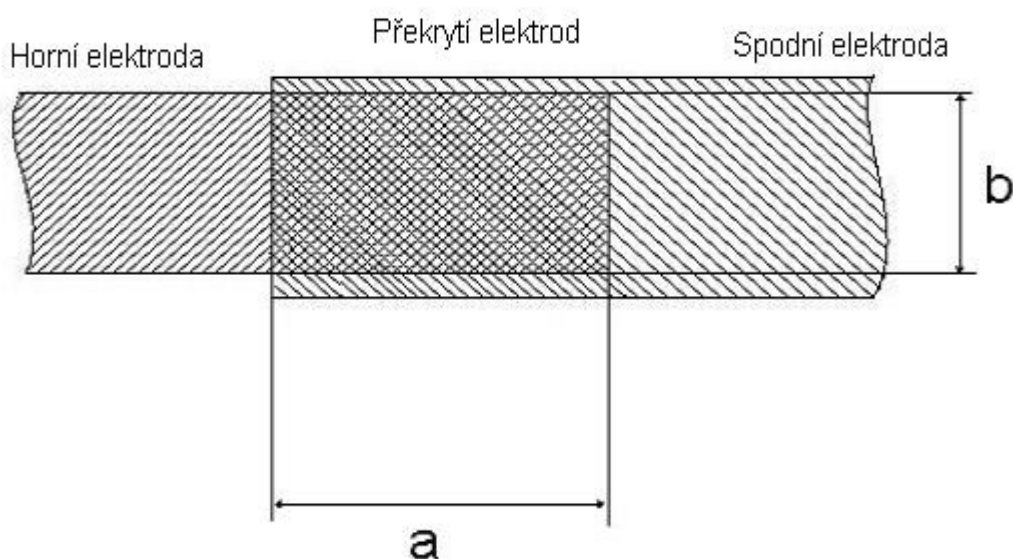
$$C = C_0 * S_c \quad (2.8)$$

kde

C_0 - měrná plošná kapacita dielektrické vrstvy (F/cm^2)

S_c - plocha překrytí elektrod kondenzátoru (cm^2)

Příčemž plocha překrytí je dána plošnými rozměry podle obr. 6.



Obr. 6. Uspořádání kondenzátoru s tištěným dielektrikem

Zde pro stanovení činitele jakosti lze použít vztah, který zahrnuje jak ztráty na elektrodách, tak ztráty v samotném dielektriku. Ztráty na elektrodách Q_e lze vyjádřit prostřednictvím výše uvedeného vztahu (1.6). Pro ztráty ve vlastním dielektriku platí:

$$Q_d = \frac{1}{\tan \delta} \quad (2.9)$$

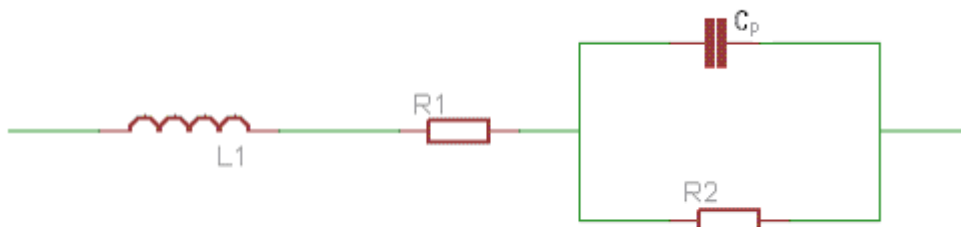
kde

$\tan \delta$ - ztrátový činitel (-)

Potom lze pro výslednou hodnotu činitele jakosti psát:

$$\frac{1}{Q} = \frac{1}{Q_e} + \frac{1}{Q_d} \quad (2.10)$$

Pro současné hybridní integrované obvody jsou nejčastěji užívány keramické kondenzátory v provedení SMD. Tyto kondenzátory nabízejí jednoduchý způsob montáže do obvodu a rovněž široký rozsah hodnot. Používají se zde monolitické kondenzátory, které jsou do obvodu instalovány pájením.



Obr. 7. Náhradní obvod kondenzátoru

Obr. 7 zachycuje náhradní obvod kondenzátoru. U SMD kondenzátorů je významným prvkem parazitní indukčnost L . Pro rezonanční kmitočet lze psát:

$$\omega_0 \approx \frac{1}{\sqrt{L * C}} \quad (2.11)$$

kde

L, C - indukčnost a kapacita náhradního obvodu (H, F)

Dále lze vyjádřit impedanci:

$$Z_c = j\omega L - \frac{j}{\omega C} = j\omega L_{ef} = -\frac{1}{\omega C_{ef}} \quad (2.12)$$

kde

L_{ef}, C_{ef} - efektivní indukčnost, efektivní kapacita (H, F)

Pro efektivní indukčnost i efektivní kapacitu lze psát:

$$C_{ef} = \frac{C}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2} \quad (2.13)$$

resp.

$$L_{ef} = L \left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 \right] \quad (2.14)$$

kde

ω - pracovní úhlový kmitočet (rad/s)

Při zvyšování pracovního kmitočtu platí, že podle obr. 7 od určité meze obvod vykazuje vlastnosti indukce, které jsou dominantní nad vlastnostmi kapacity. Tento kmitočet lze vyjádřit jako [5]:

$$f_m \approx \frac{1}{\sqrt{4\pi^2 LC_p}} \quad (2.15)$$

Realizace cívek

Cívky lze realizovat jako ploché vrstvé, natisknuté ve formě pásků nebo spirál, dále jako toroidní (natisknuté přes obě strany substrátu) a vícevrstvé, přičemž tímto způsobem lze realizovat i transformátory.

Pro jednoduchý induktor, realizovaný jako lineární úsek vedení, jehož rozměry jsou řádově mnohem menší než délka vlny použitých kmitočtů, platí pro vstupní impedanci:

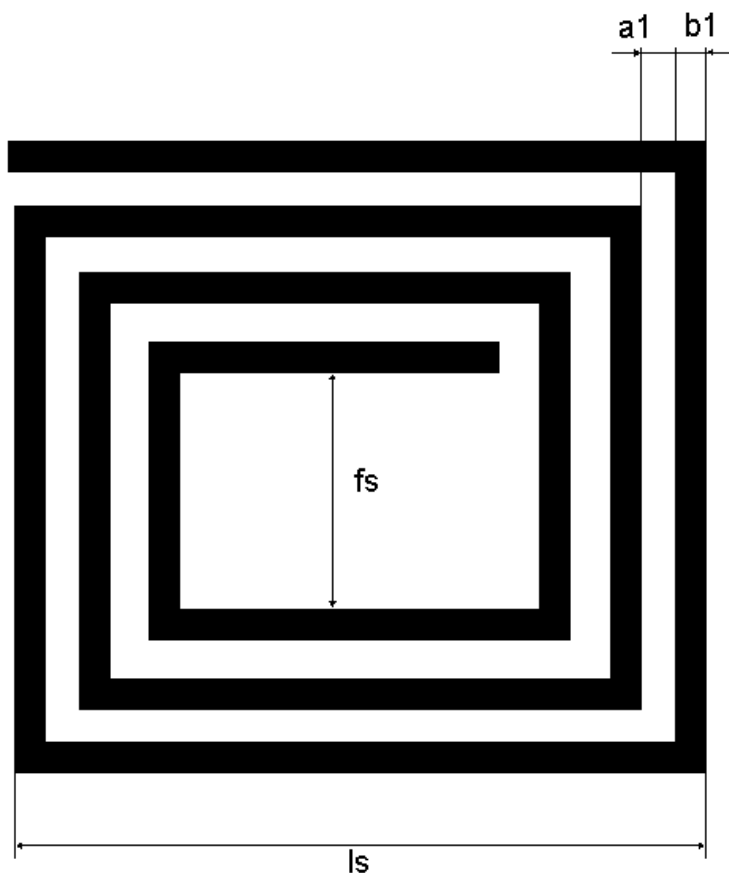
$$Z_{vst} = R_m * l + j\omega L_m * l \quad (2.16)$$

kde

R_m odpor na jednotku délky (Ω/cm)

L_m indukčnost na jednotku délky (H/cm)

L délka (cm)



Obr. 8. Uspořádání pravoúhlé cívky

Maximální dosažitelná indukčnost je většinou omezena rozměry přijatelnými z hlediska přijatelného využití plochy podložky. V tlustovrstvové technologii lze takto realizovat cívky s indukčnostmi řádově do několika μH .

Cívky jsou charakterizovány celou řadou parametrů, které popisují jejich vlastnosti a určují tím i oblast jejich použitelnosti. Důležité jsou především následující:

- hodnota indukčnosti L
- činitel jakosti Q
- rezonanční kmitočet f_0
- dostupná plocha podložky
- způsob vyvedení středního vodiče

Pro výpočet indukčnosti existuje celá řada vztahů, například v [16]. Pro šířky vodičů se používají rozšířené výpočtové vzorce, které zahrnují nejen vliv počtu závitů, ale i dalších konstrukčních aspektů.

Pro výpočet indukčnosti pravoúhlého spirálové cívky lze potom psát [17]:

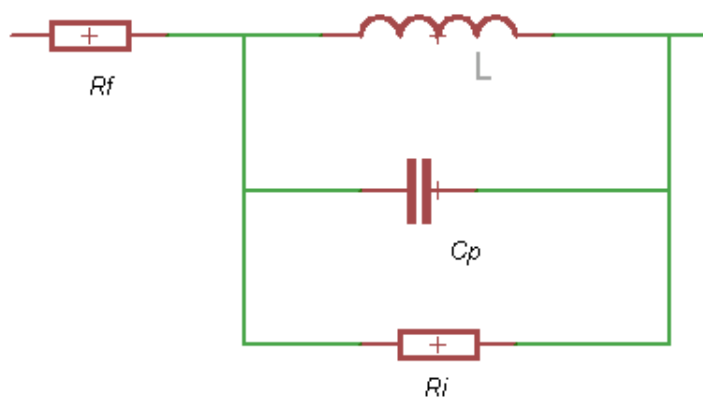
$$L = 1,98mN^{2,13} \left(\frac{m}{b_s} \right)^{0,16} * \left(0,903 + \ln \frac{m}{b_s} \right) \quad (2.17)$$

kde

- | | |
|------------|--------------------------------------|
| N | - počet závitů cívky [-] |
| m | - střední poloměr cívky [mm] |
| l_s, f_s | - vnější a vnitřní rozměr cívky [mm] |

Použití uvedeného vztahu může být zjednodušeno, pokud k určení hodnoty indukčnosti budou použity nomogramy, přičemž nepřesnosti způsobené jejich použitím nejsou větší než nepřesnosti vznikající vlastní realizací.

Činitel jakosti vyjadřuje energetické ztráty vznikající v cívce, přičemž jeho velikost je závislá na kmitočtu.



Obr. 9. Náhradní schéma tlustovrstvové cívky

V uvedeném schematu je L indukčností cívky, R_f je ohmickým odporem vinutí, C_p je parazitní kapacitou mezi závity cívky a R_i je odpor určený ztrátami v základní podložce. Odpor R_i , stejně jako kapacitu C_p lze zanedbat, pokud je šířka mezery přibližně stejná jako šířka vodiče.

Potom lze činitel jakosti vyjádřit vztahem:

$$Q = \frac{\omega * L}{R_f} \quad (2.18)$$

kde

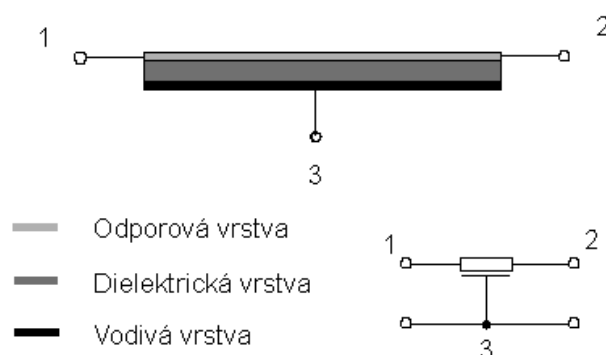
ω - kruhový kmitočet [rad/s]

Podle obr. 9 je dále možno definovat mezní kmitočet, při němž vliv kapacity C_p způsobí, že prvek již přestane vykazovat vlastnosti cívky a vliv jeho paralelní kapacity se stane dominantním. Tento kmitočet lze opět definovat jako:

$$f_m \approx \frac{1}{\sqrt{4\pi^2 LC_p}} \quad (2.15)$$

2.5 Prvky s rozloženými parametry

Pro realizaci struktury s rozloženými parametry technologií tlustých vrstev je typické kombinování různých funkčních struktur. Tímto způsobem je realizována struktura RC, která je tvořena třemi vrstvami – vodivou, dielektrickou a odporovou. Uspořádání je na obr. 10. Zde tvoří dielektrikum příčnou kapacitu a odporová vrstva představuje sériový odpor.



Obr. 10. Struktura s rozloženými parametry RC [1]

Uvedená struktura je realizovatelná tak, že všechny tři vrstvy jsou tisknuty ve formě past. V [1] je nicméně uvažováno, že funkci dielektrické vrstvy plní samotný nosný substrát, který je z obou stran potisknut pastami (vodivou a odporovou).

U uvedené struktury postupuje elektromagnetické pole mezi vodiči jako vlna TEM (viz výše). Struktura vykazuje kromě rezistivity a kapacity pochopitelně i indukčnost, která je ovšem velmi nízká. Odporová vrstva je charakterizována měrným plošným odporem, vrstva

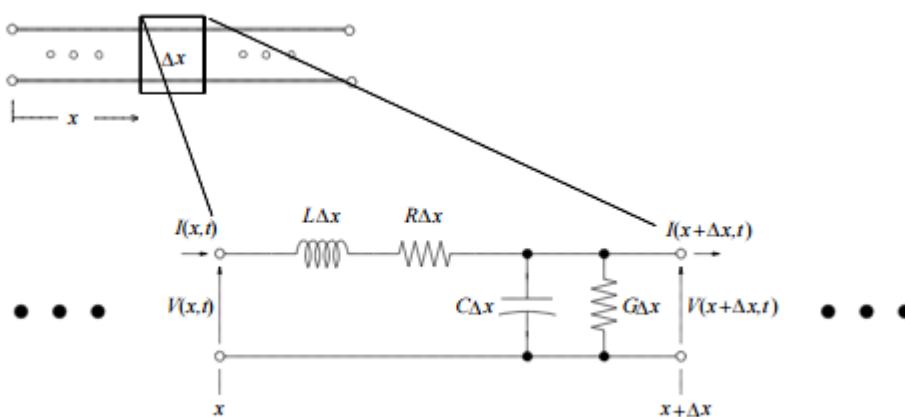
dielektrická svou plošnou kapacitou (závislou na síle a permitivitě), dále potom ztrátovým činitelem a šumem. Jedná se o nejpoužívanější strukturu s rozloženými parametry

Jinou možností je realizace struktury, kde jsou namísto vodivé a odporové vrstvy natisknuty po obou stranách dielektrické vrstvy odporové. Přitom plošný odpor obou odporových vrstev je obecně různý. Takovéto struktury jsou označovány jako RCNR, kde číslo N udává vzájemný poměr měrných plošných odporů odporových vrstev [1]. I tato struktura je široce používána



Obr. 11. Struktura RCNR s rozloženými parametry [1]

Obvody s rozloženými parametry lze uvažovat jako strukturu složenou z jednotlivých segmentů, jak je znázorněno na obr. 12.



Obr. 12. Znázornění struktury s rozloženými parametry [19]

Aplikací Kirchhoffova zákona potom dostáváme [19]:

$$V(x,t) - V(x + \Delta x, t) = R\Delta x I(x, t) + L\Delta x \frac{\partial I(x, t)}{\partial t} \quad (2.19)$$

$$I(x, t) - I(x + \Delta x, t) = G\Delta x V(x + \Delta x, t) + C\Delta x \frac{\partial V(x + \Delta x, t)}{\partial t} \quad (2.20)$$

Uvažováním $\Delta x \rightarrow 0$ potom získáváme:

$$-\frac{\partial V(x,t)}{\partial x} = RI(x,t) + L \frac{\partial I(x,t)}{\partial t} \quad (2.21)$$

$$-\frac{\partial I(x,t)}{\partial x} = GV(x,t) + C \frac{\partial V(x,t)}{\partial t} \quad (2.22)$$

Zde může být nalezeno řešení pro hodnoty napětí a proudu uvažováním $V(x,t) = V(x)e^{j\omega t}$ a současně $I(x,t) = I(x)e^{j\omega t}$, napětí a proud může být popsáno jako fázor, který je komplexní funkcí času. Amplituda a fáze jsou funkcí x , polohy v rámci přenosového vedení. Substitucí za hodnoty napětí a proudu do (2.20) a (2.21) lze získat:

$$\frac{dV(x)}{dx} = -ZI(x) \quad (2.23)$$

$$\frac{dI(x)}{dx} = -YV(x) \quad (2.24)$$

kde

$$Z = R + j\omega L \text{ a } Y = G + j\omega C$$

Hodnoty Z a Y jsou známy jako rozložená impedance a admitance. Časovou závislost lze z rovnic odstranit, přičemž se v nich uvažují pouze napěťové a proudové fázy. Další derivací lze získat vztahy:

$$\frac{d^2 V(x)}{dx^2} = YZV(x) \quad (2.25)$$

$$\frac{d^2 I(x)}{dx^2} = YZI(x) \quad (2.26)$$

Dále je definována konstanta šíření γ jako:

$$\gamma = \sqrt{ZY} = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} = \alpha + j\beta \quad (2.27)$$

Platí, že α je konstanta útlumu a β je vlnové číslo.

Potom obecné řešení napěťového fázoru je:

$$V(x) = V^+ e^{-\gamma x} + V^- e^{\gamma x} \quad (2.28)$$

Zde V^+ resp. V^- označuje směr šíření napětí ve vedení. Stejným způsobem je značen proudový fázor:

$$I(x) = I^+ e^{-\gamma x} - I^- e^{\gamma x} = \frac{\gamma}{R + j\omega L} (V(x) = V^+ e^{-\gamma x} + V^- e^{\gamma x}) \quad (2.29)$$

Šíření napětí souvisí s charakteristickou impedancí vedení. Tu lze vyjádřit:

$$Z_c = \frac{R + j\omega L}{\gamma} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (2.30)$$

Na bezztrátovém vedení platí, že $R = G = 0$ a charakteristická impedance se redukuje na:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2.31)$$

a konstanta šíření je potom dána

$$\gamma = \sqrt{ZY} = \sqrt{(j\omega L)(j\omega C)} = 0 + j\omega\sqrt{LC} \quad (2.32)$$

což znamená že

$$\alpha = 0 \quad (2.33a)$$

a

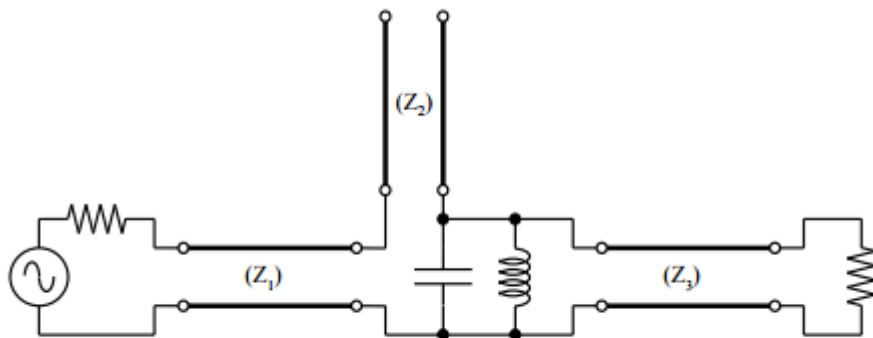
$$\beta = \omega\sqrt{LC} \quad (2.33b)$$

Výsledky lze chápat tak, uvažovaný sinusový signál, který se šíří ve směru x , je dán jako:

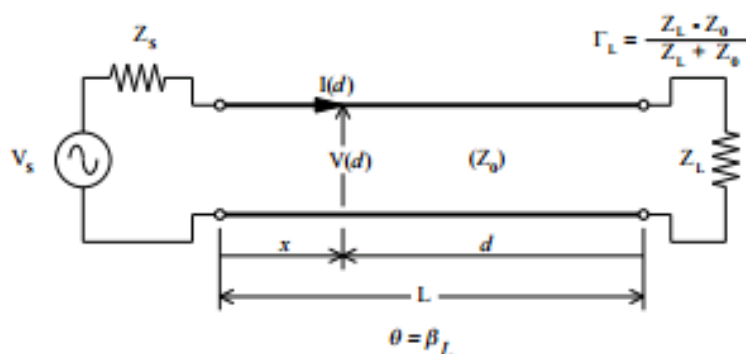
$$A' = \cos(\omega t - \beta x) \quad (2.34)$$

Ideální přenosové vedení

Obvody s rozloženými parametry jsou takové struktury, jejichž celkové fyzické rozměry ovlivňují jejich vlastnosti. U velkého množství obvodů lze rozložené parametry reprezentovat jako vedení.



Obr. 13. Struktura složená z rozložených i ze soustředěných obvodových prvků



Obr. 14. Obvod s rozloženými parametry složený ze zdroje, vedení a zátěže

Analýza přenosových vedení je rozšířením metodiky používané pro analýzu obvodů se soustředěnými prvky.

Jednoduchý obvod s rozloženými parametry se skládá ze zdroje, přenosového vedení a zátěže. Zátěž a zdroj jsou uvažovány jako soustředěné prvky obvodu. Je nutné určit hodnoty napětí a proudů všude v obvodu.

Součinitel odrazu Γ_L je dán jako poměr dvou vlnění $\Gamma_L = B/A$ a napětí a proudy na vedení je možno vyjádřit jako:

$$V(d) = A(e^{j\beta d} + \Gamma_L e^{-j\beta d}) \quad (2.35)$$

$$I(d) = A(e^{j\beta d} - \Gamma_L e^{-j\beta d}) / Z_0 \quad (2.36)$$

V bodě "d" je možno definovat *obecný činitel odrazu* $\Gamma_L e^{-j\beta d}$ vzhledem k působícímu napětí, $Ae^{j\beta d}$. činitel odrazu tak může být vyjádřen následovně:

$$\Gamma = \Gamma(d) = \Gamma_L e^{-j2\beta d} \quad (2.37)$$

Napětí a proud na vedení lze potom vyjádřit jako:

$$V(d) = Ae^{j\beta d} (1 + \Gamma) \quad (2.38)$$

$$I(d) = Ae^{j\beta d} (1 - \Gamma) / Z_0 \quad (2.39)$$

Na konci vedení je napětí dáno jako $V(0) = A(1 + \Gamma)$ a proud je dán jako $I(0) = A(1 - \Gamma)/Z_0$.

Činitel odrazu na zátěži má hodnotu, která odpovídá poměru proudu a napětí.

$$\frac{V(0)}{I(0)} = Z_0 \frac{1 + \Gamma_L}{1 - \Gamma_L} = Z_L \quad (2.40)$$

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (2.41)$$

Zvláště platí, že na vstupu vedení $V(d = L) = A(e^{j\theta} + \Gamma_L e^{-j\theta})$ a $I(d=L) = A(e^{j\theta} - \Gamma_L e^{-j\theta})/Z_0$.

Úpravou lze získat:

$$V_s = Z_s \frac{A}{Z_0} (e^{j\theta} - \Gamma_L e^{-j\theta}) + A(e^{j\theta} + \Gamma_L e^{-j\theta}) \quad (2.42)$$

$$V_s = A \left(\frac{Z_s + Z_0}{Z_0} \right) e^{j\theta} (1 - \Gamma_L \Gamma_s e^{-j2\theta}) \quad (2.43)$$

$$\Gamma_s = \frac{Z_s - Z_0}{Z_s + Z_0} \quad (2.44)$$

Γ_s formálně figuruje jako činitel odrazu u zdroje, tj. činitel uplatňující se v případě, že incidentní vlnění dopadá na zátěž Z_s . Správnost této interpretace lze ukázat, pokud uvažujeme konstantu "A" tímto způsobem:

$$A = \left(\frac{e^{-j\theta}}{1 - \Gamma_L \Gamma_S e^{-j2\theta}} \right) \left(\frac{Z_0}{Z_S + Z_0} \right) V_S \quad (2.45)$$

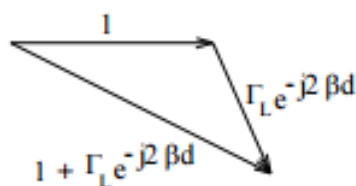
$$V(d) = \left(\frac{e^{-j\theta}}{1 - \Gamma_L \Gamma_S e^{-j2\theta}} \right) \left(\frac{Z_0}{Z_S + Z_0} \right) V_S (e^{j\beta d} + \Gamma_L e^{-j\beta d}) \quad (2.46)$$

$$I(d) = \left(\frac{e^{-j\theta}}{1 - \Gamma_L \Gamma_S e^{-j2\theta}} \right) \left(\frac{1}{Z_S + Z_0} \right) V_S (e^{j\beta d} + \Gamma_L e^{-j\beta d}) \quad (2.47)$$

Grafické znázornění přenosového vedení

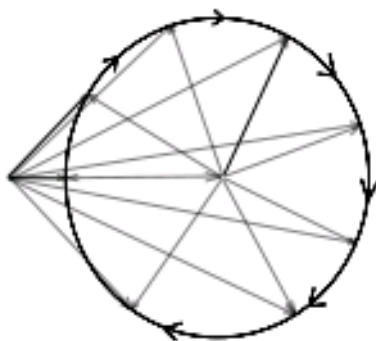
Vlastnosti obvodů s rozloženými parametry vzhledem ke změnám těchto parametrů jsou velmi důležité. Dva parametry, jejichž variace patří k nejdůležitějším, jsou fyzické rozměry a kmitočtové pásmo. V prvním případě se jedná o podstatný parametr vzhledem k výrobním tolerancím a ve druhém případě vzhledem k tomu, že navržený obvod je zpravidla určen k provozu na více než jediném kmitočtu. Je vhodné sledovat vliv fyzických rozměrů a kmitočtu současně, protože kritickým parametrem, který určuje vlastnosti obvodu, je elektrická délka, která porovnává fyzické rozměry a vlnovou délku. Tato vlnová délka závisí na kmitočtu.

Pro názornost je uvažováno vedení se zátěží Z_L . Činitel odrazu na zátěži je Γ_L a napětí na vedení ve vzdálenosti "d" od zátěže je určeno jako $V(d) = A e^{j\beta d} (1 + \Gamma_L e^{-j2\beta d})$. Amplituda napětí je potom určena jako $|V(d)| = |A| |1 + \Gamma_L e^{-j2\beta d}|$. Tato amplituda je znázorněna na obr. 15.



Obr. 15. Amplituda napětí na vedení znázorněná jako vektorový součet dvou komplexních čísel

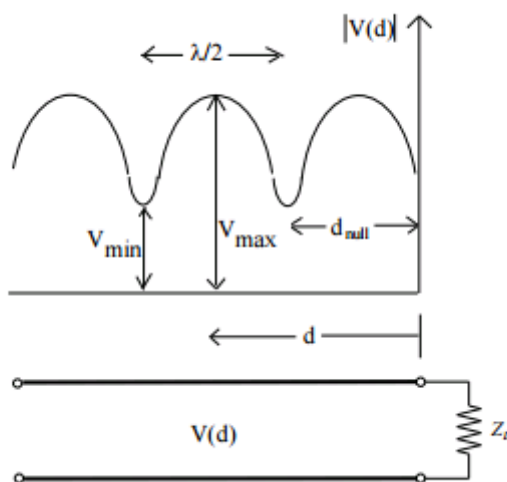
Pokud se vzdálenost "d" zvyšuje, potom se napětí $V(d)$ mění tak, jak je naznačeno na obr.16.



Obr. 16. Znázornění změny napětí na vedení ve vzdálenosti "d" formou vektorů

Vektor reprezentující komplexní číslo $\Gamma_L e^{-j2\beta d}$ rotuje proti směru hodin (hodinových ručiček), přičemž jako záporné jsou uvažovány úhly měřené po směru hodin, jako kladné úhly měřené proti směru hodin. Celková hodnota napětí se zvyšuje a snižuje v souvislosti s tím, jak vektor opisuje kružnici.

Na obr. 16. je znázorněn diagram zobrazující hodnotu celkového napětí na vedení v závislosti na poloze "d".



Obr. 17. Hodnota celkového napětí $|V(d)|$ v závislosti na poloze

Na obr. 17 je znázorněna situace, kdy dochází ke vzniku *stojatého vlnění*. Amplituda vlnění je vzhledem k poloze ve vedení stálá. Poměr nejvyšší amplitudy k amplitudě nejnižší se označuje jako VSWR (Voltage Standing Wave Ration), $VSWR = V_{\max}/V_{\min}$. Jde o reálné číslo, které je vždy vyšší nebo rovno jedné.

Nejvyšší napětí na vedení, V_{\max} , je určeno jako $V_{\max} = |A|(1+|\Gamma_L|)$, zatímco nejnižší napětí je dáno jako $V_{\min} = |A|(1-|\Gamma_L|)$. VSWR lze potom vyjádřit následovně:

$$VSWR = \frac{1 + |\Gamma_L|}{1 - |\Gamma_L|} \quad (2.48)$$

a současně

$$|\Gamma_L| = \frac{VSWR - 1}{VSWR + 1} \quad (2.49)$$

Vzdálenost Δd mezi dvěma nejbližšími minimy na obr.17 odpovídá situaci, kdy vektor na obr. 16 opíše 180° . V takovém případě platí, že $\Delta d = \lambda/2$.

Směrová odbočnice

Směrová odbočnice slouží k vyvedení části výkonu z jednoho vedení do vedení jiného, přitom je žádoucí, aby se signál šířil pouze v dopředném směru a v opačném směru byl potlačen.

Směrová odbočnice je čtyřbranem, jehož jedna brána je budicí (vstupní) a dvě brány jsou výstupní. Zbývající brána je impedančně zakončena tak, aby byla dodržena bezodrazovost.



Obr. 18. Čtyřbran modelující směrovou odbočnici

Lze rozlišit tři druhy směrovosti směrových odbočnic:

- směrovost 1. druhu – vazba je **dopředná**

Výkon je vyváděn do ramene 4.

Tvar popisující matice:

$$S = \begin{bmatrix} 0 & 0 & S_{13} & S_{14} \\ 0 & 0 & S_{23} & S_{24} \\ S_{13} & S_{23} & 0 & 0 \\ S_{14} & S_{24} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.50)$$

- směrovost 2. druhu – vazba je **protisměrová**

Výkon je vyváděn do ramene 2.

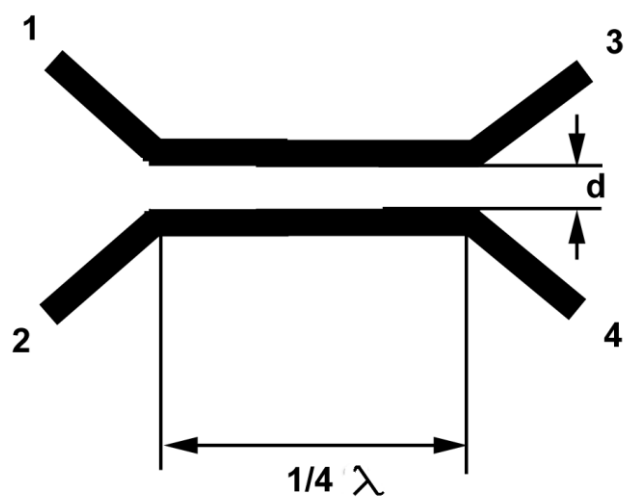
Tvar popisující matice:

$$S = \begin{vmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} & 0 \\ S_{12} & 0 & 0 & S_{24} \\ S_{13} & 0 & 0 & S_{34} \\ 0 & S_{24} & S_{34} & 0 \end{vmatrix} \quad (2.51)$$

- směrovost 3. druhu. Výkon je vyvážen do ramene 2.

Tvar popisující matice:

$$S = \begin{vmatrix} 0 & S_{12} & 0 & S_{14} \\ S_{12} & 0 & S_{23} & 0 \\ 0 & S_{23} & 0 & S_{34} \\ S_{14} & 0 & S_{34} & 0 \end{vmatrix} \quad (2.52)$$



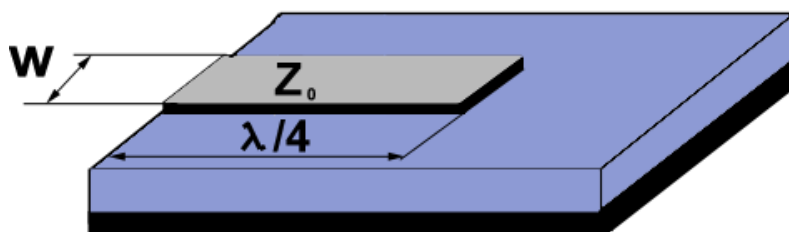
Obr. 19. Uspořádání mikropáskové odbočnice z vázaného vedení

Odbočnice lze podle technického řešení rozdělit na:

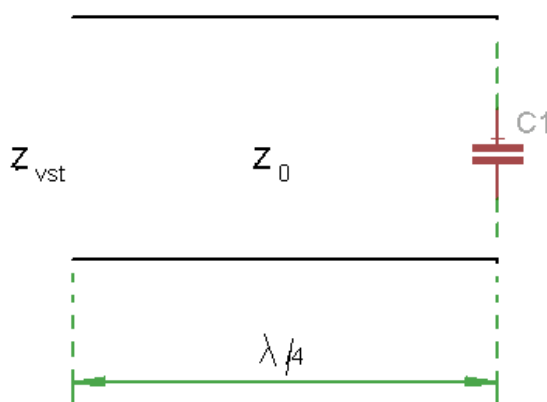
- prstencové
- čtvercové
- směrové z vázaných vedení (příklad na obr. 19)
- interdigitální
- širokopásmové

Mikropáskové rezonátory

Podmínkou pro vznik rezonance je existence stojatého vlnění, kdy na otevřeném konci vedení vznikne kmitná napětí a na zkratovaném konci vznikne uzel napětí. Přitom platí, že se využívá nejnižší rezonanční vid pro $k = 1$. Rezonátory jsou tvořeny částí dvouvodičového vedení zakončeného naprázdno nebo zkratovaného, případně může být použit kondenzátor se soustředěnou kapacitou. V praxi se dává přednost rezonátorům s otevřeným koncem, realizace zkratu může v některých případech činit potíže.



Obr. 20. Provedení rezonátoru z úseku otevřeného nesymetrického vedení [5]



Obr. 21. Náhradní obvod mikropáskového rezonátoru z úseku otevřeného nesymetrického vedení [5]

Rezonátor zakončený naprázdno je uveden na obr. 20 a obr. 21. Tyto rezonátory se navrhují velmi často s délkou kratší než je čtvrtina délky vlny signálu, aby se kompenzoval vliv rozptylové kapacity. Tato kapacita je znázorněna kondenzátorem C1 na náhradním schématu na obr. 21.

Uvedený rezonátor využívá vlnění typu TEM. Při použití rezonátoru se širokým páskem, jehož šířka je srovnatelná s délkou, už aproximaci TEM použít nelze, je nutno uvažovat vlnovodný charakter v podélném i příčném směru.

Jiným typem jsou dielektrické rezonátory. Tyto rezonátory jsou používány pro realizaci úzkopásmových filtrů a stabilizaci kmitočtu oscilátorů. Tyto rezonátory mohou mít tvar válce nebo kvádru, přičemž jsou vyrobeny z nízkoztrátové keramiky s vysokou permitivitou. Vazba

na příslušný obvod potom probíhá vhodným umístěním rezonátoru na substrát. Tento rezonátor lze přeladovat kovovým terčem umístěným v jeho blízkosti.

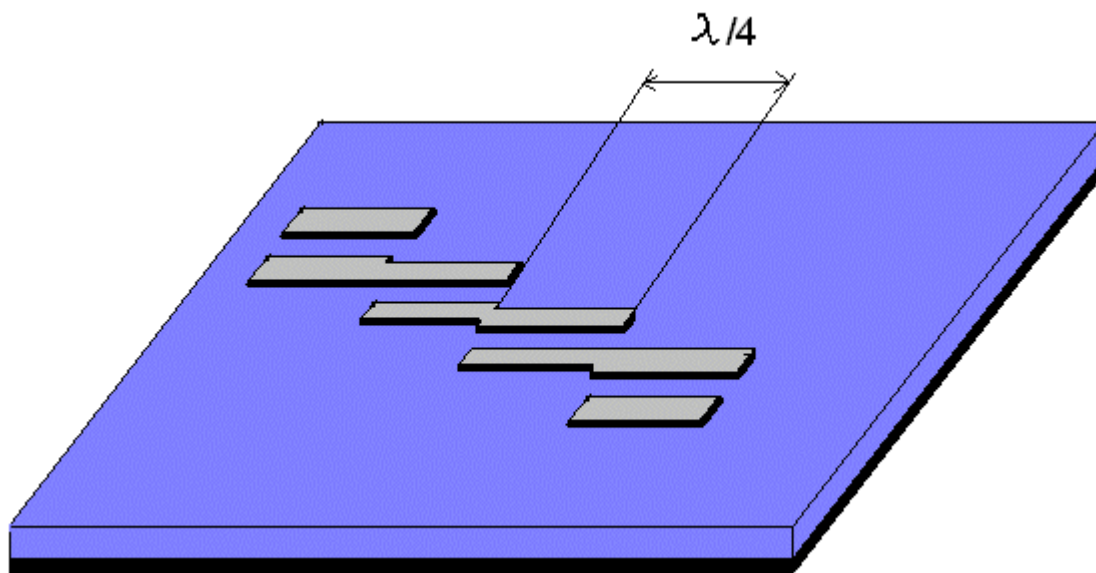
Paralelně vázaný mikropáskový filtr

Paralelně vázaný mikropáskový filtr je dalším případem mikroelektronické struktury s rozloženými parametry. Jde o systém mikropásků, které jsou principiálně uspořádány podle obr. 22.

Tyto mikropásky jsou vázány paralelně tak, že sousední pásy se vždy překrývají $\lambda/4$ vlnové délky pro dané dielektrické prostředí. Kapacitní vazbou je tedy vždy toto vlnění vyvázáno mezi sousedními pásy.

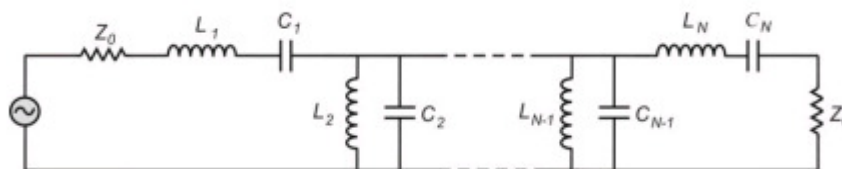
Svým řešením jde o pasivní kmitočtový filtr, jehož realizace zahrnuje pouze vytvoření paralelně vázaných mikropásků.

Důležitou oblastí aplikace těchto typů filtrů je bezdrátová komunikace. V práci [31] je blíže popsán návrh planárního kmitočtového filtru pro bezdrátové aplikace. Práce [33] obsahuje popis návrhu a simulace plárního kmitočtového filtru pro aplikace v GPS.



Obr. 22. Systém paralelně vázaného planárního mikropáskového filtru

Pro přesné určení vlastností konkrétního planárního kmitočtově vázaného filtru je nezbytné provedení simulace. V současnosti je k dispozici velké množství nástrojů, které jsou použity v různých pracích, např. Ansoft Designer [33], AWR Microwave Office [31] nebo MATLAB [32]. V práci [32] je uveden převod z plošného (fyzického) uspořádání struktury na ekvivalentní (obvodový) model. Ačkoli je planární paralelně vázaný kmitočtový filtr strukturou s rozloženými parametry, je pro simulaci potřebné vytvoření netlistu. Obr. 23 znázorňuje náhradní obvodový model mikropáskového planárního filtru.



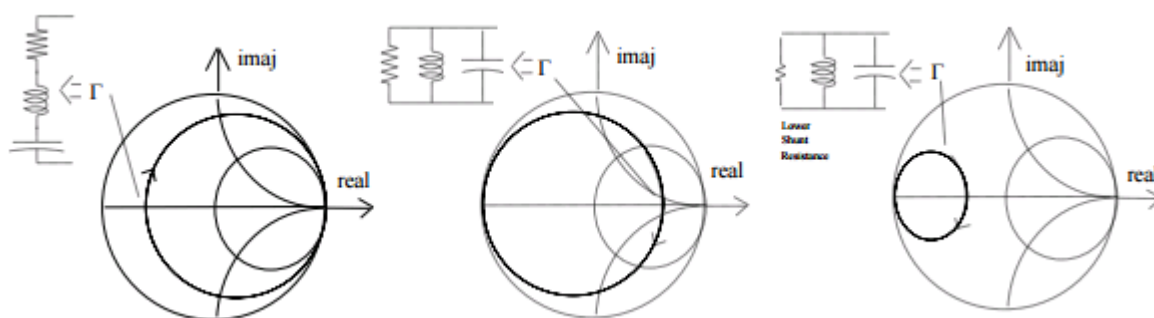
Obr. 23. Náhradní obvod planárně vázaného mikropáskového filtru [32]

V prováděných simulacích je nutno brát v úvahu jak vlastnosti použitých aplikačních materiálů, tak i vlastnosti materiálu substrátu. Přitom jsou vlastnosti ovlivněny nejen materiálem, ale i tloušťkou substrátu (poloha rozhraní mezi spodní stranou substrátu a vzduchem ovlivňuje průběh magnetického a elektrického pole). Součástí této práce je proto i analýza a simulace charakteristik navrženého planárního kmitočtového filtru při různých typech aplikačních materiálů (past), tak i při různé tloušťce základního substrátu. V některých případech může být vhodné, aby propustné pásmo bylo dělené, tj. aby amplitudová přenosová charakteristika obsahovala dvě maxima přenosu, která budou oddělena výrazným útlumem. Návrhem takového planárního filtru se zabývá další část této práce.

Smithův diagram

Nástrojem k vizualizaci impedance přenosového vedení a systému antén je Smithův diagram. Byl vyvinut kolem roku 1940 Phillipem Smithem jako nástroj ke zjednodušení manipulace s rovnicemi používanými při řešení systému antén.

Smithův diagram je znázorněním impedance přenosového vedení v rovině Γ . Jeho prostřednictvím je možno reprezentovat normalizovanou impedanci pasivního vedení.



Obr. 24. Znázornění průběhu impedance v závislosti na kmitočtu u tří různých obvodů

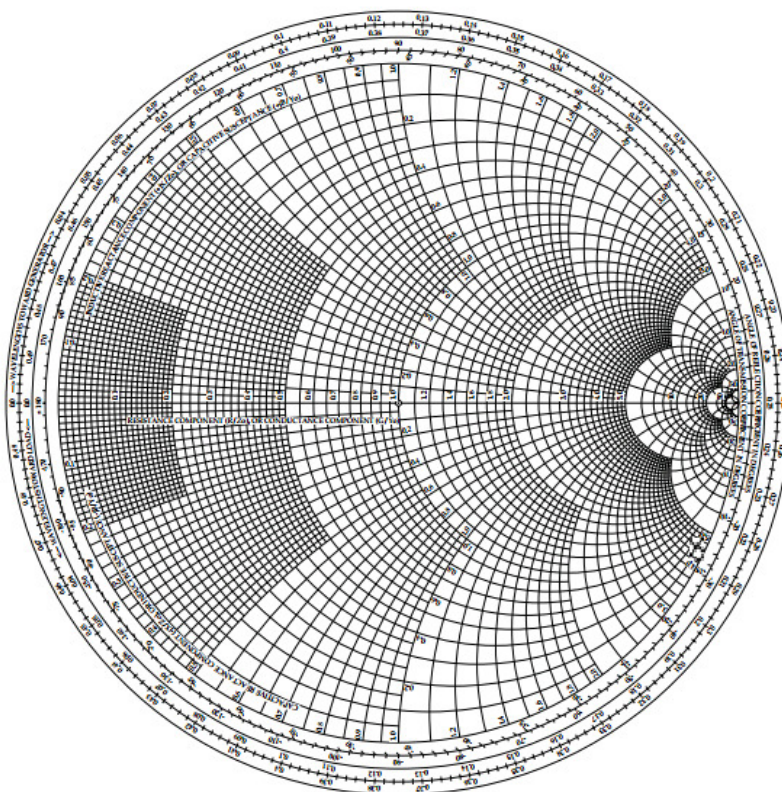
Jde o kruhový diagram, který zobrazuje normovanou hodnotu impedance (impedance vedení vzhledem k impedanci zátěže). Na Smithově diagramu je zobrazen činitel odrazu v závislosti na impedanci. Obr. 25 znázorňuje typický vzhled Smithova diagramu. Uvedený diagram je diagramem impedančním.

Smithův diagram slouží k zobrazení vlastností obvodů, kde těmito vlastnostmi mohou být:

- součinitel odrazu
- přenos napětí a proudu
- ztrátový činitel

Smithův diagram zobrazuje poměrové veličiny obvodu, impedance přenosového vedení je znázorněna vzhledem k hodnotě impedance zátěže. Každý bod poměrové impedance je dán svojí poměrnou reálnou a imaginární složkou. Přitom podle vztahu (2.43) je každý bod Smithova diagramu dále charakteristický svým činitelem odrazu.

Impedance je znázorněna prostřednictvím parametrických čar, přičemž činitel odrazu je komplexní vektor jdoucí od počátku do bodu odpovídajícího dané impedanci.



Obr. 25. Smithův diagram

3 Cíle disertační práce

Cíle disertační práce jsou zaměřeny na rozšíření poznatků z oblasti aplikace tlustovrstvových technologií se zaměřením na struktury pro vysoké kmitočty, přičemž dosažené výsledky doplní poznatky, které jsou již úspěšně vyřešeny a popsány v dostupné odborné literatuře. Jádrem disertační práce tvoří návrh a prověření vlastností vybraných tlustovrstvových struktur, přičemž tyto vlastnosti budou zjištěny jak simulací, tak i praktickými realizacemi.

V pramenech [1], [2] jsou zavedeny matematické vztahy vedoucí k řešení planárních struktur s vysokými kmitočty. Naproti tomu zdroj [3] udává technologické detaily výroby mikrovlnných struktur, jako je technologie tlustých nebo tenkých vrstev, některé další specifické technologie (Mid-film), podrobnosti lze najít v [7]), přičemž v této publikaci lze dohledat i některé matematické vztahy nutné k návrhu. Taktéž v [4] jsou tyto matematické vztahy pro řešení uvedeny, přičemž tato publikace není přímo zaměřena na problematiku tlustovrstvových struktur a zabývá se planárními strukturami obecně. V pramenech [7], [8], [9] jsou uvedeny technologické detaily výroby vícevrstevných struktur bez výraznějšího uvedení matematických vztahů, které umožňují danou strukturu analyticky popsat. Zdroj [19] potom udává velké množství matematických vztahů sloužících k popisu struktur s rozloženými parametry.

Tato disertační práce navazuje na publikace [3] a [4] s tím, že v ní je detailně řešena problematika aplikace tlustovrstvové technologie pro návrh a výrobu planárních obvodů, jak pro radiotechnické kmitočty, tak i pro mikrovlnné pásmo.

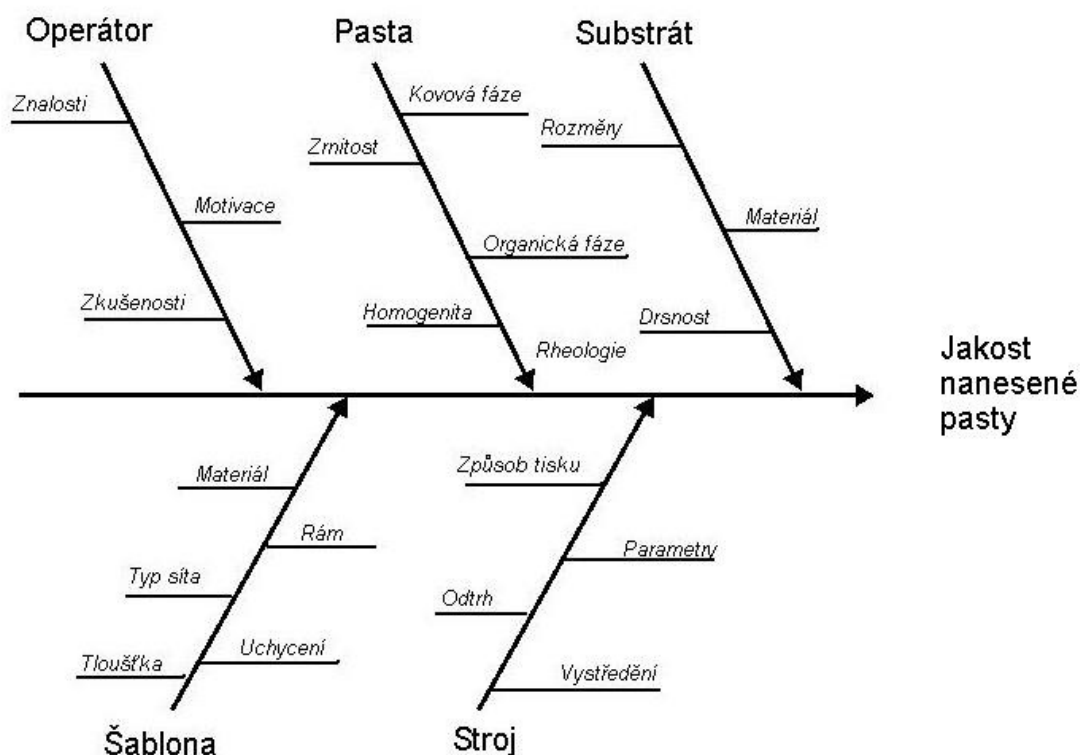
Protože tato problematika je poměrně široká, a vyžaduje řešení obvodových i technologických problémů, jsou cíle disertační práce definovány v následujících pěti oblastech:

- Návrh, realizace a simulace vlastností tlustovrstvových cívek pro mikrovlnné aplikace
- Návrh, realizace a vyšetření vlastností tlustovrstvových interdigitálních kondenzátorů pro mikrovlnné aplikace
- Vývoj a realizace planárního filtru tlustovrstvovou technologií, ověření jejich vlastností a parametrů a srovnání s vlastnostmi navrženými. Předpokládá se pasivní filtr složený z prvků se soustředěnými parametry (cívek a kondenzátorů). Prověření vlastností filtru rovněž počítá s konstrukcí kovového měřicího boxu, který umožní získat přesné hodnoty parametrů. Prověření různých způsobů realizace.
- Návrh planárního filtru pro pásmo v řádu GHz složeného z paralelně vázaných mikropásků. Ověření charakteristik pro různé kombinace použitých aplikačních materiálů a rovněž pro různou hodnotu tloušťky základního substrátu. Prošetření změn charakteristik v důsledku hodnot tloušťky u základního substrátu.
- Návrh planárního filtru pro pásmo v řádu GHz složeného z paralelně vázaných mikropásků. Úprava návrhu vedoucí k rozdělení amplitudové kmitočtové charakteristiky na dvě části, která budou odděleny oblastí s větším útlumem. Ověření výsledného návrhu simulací.
- Hlavním cílem je návrh a ověření nové tlustovrstvé optimalizované technologie tisku mikrovlnných obvodů se soustředěnými i s rozloženými parametry. Technologie bude optimalizována k dosažení co nejvyššího pracovního kmitočtu.

4 Návrh a realizace pasivních struktur tlustovrstvovou technologií

4.1 Možnosti tlustovrstvové technologie

Tlustovrstvová technologie má tak jako každá technologie své limity, které jsou dány technickými možnostmi depozičního zařízení, a také samotným materiálem, který je nanášen. Na obr. 26 je Ishikawův diagram, který znázorňuje jednotlivé faktory působící v procesu sítotisku. Z něj je dobře patrné, že vliv na proces sítotisku má mnoho faktorů, které do procesu sítotisku vstupují. Tyto faktory lze ještě dále rozčlenit na dílčí vlivy.

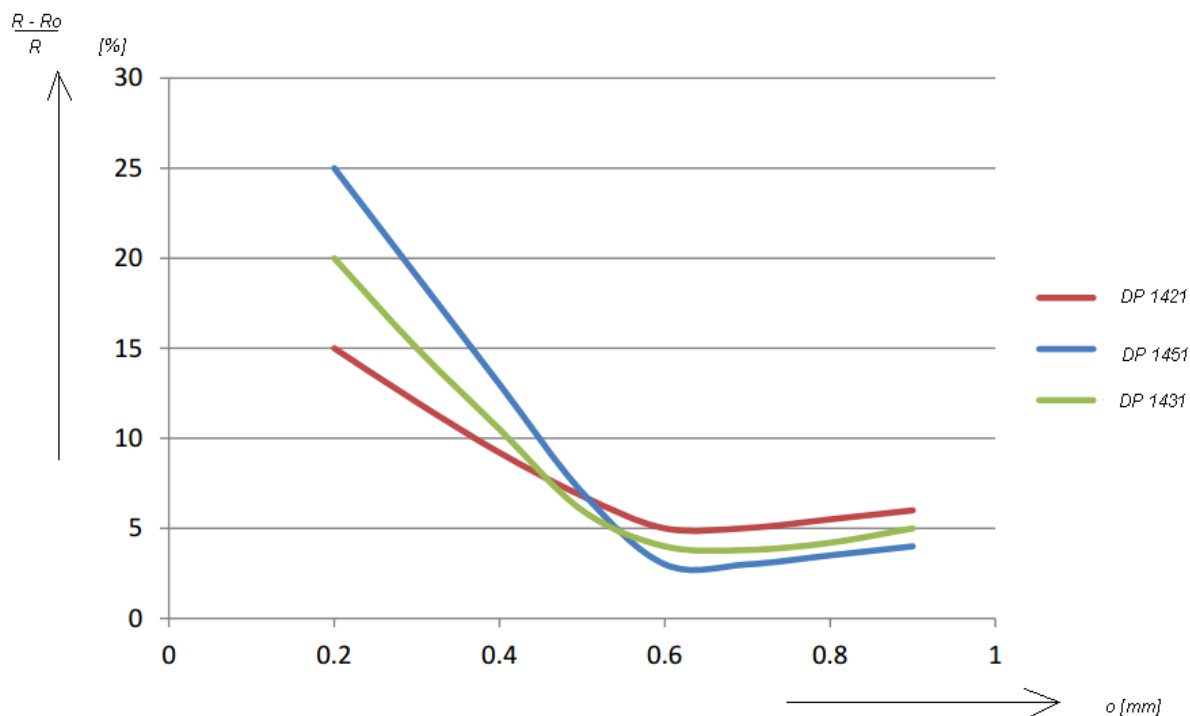


Obr. 26. Ishikawův diagram pro proces sítotisku [5]

Parametry tiskového stroje jsou dány jeho nastavením v průběhu tisku. Těmito parametry jsou: velikost odtrhu, síla působící na stěrku, rychlost pohybu stěrky a úhel stěrky [5].

Zdroj [5] uvádí výsledky pro nastavení sítotiskového stroje, kdy byly testovány sítotiskové pasty ze série DP 1400. Těmi byly 1421 - $100 \Omega/\square$, 1431 - $1 \text{ k}\Omega/\square$ a 1451 - $100 \text{ k}\Omega/\square$. K tisku byl použit poloautomatický sítotiskový stroj Aurel C105. Sledovanými parametry byla jmenovitá hodnota odporu a jeho rozptyl.

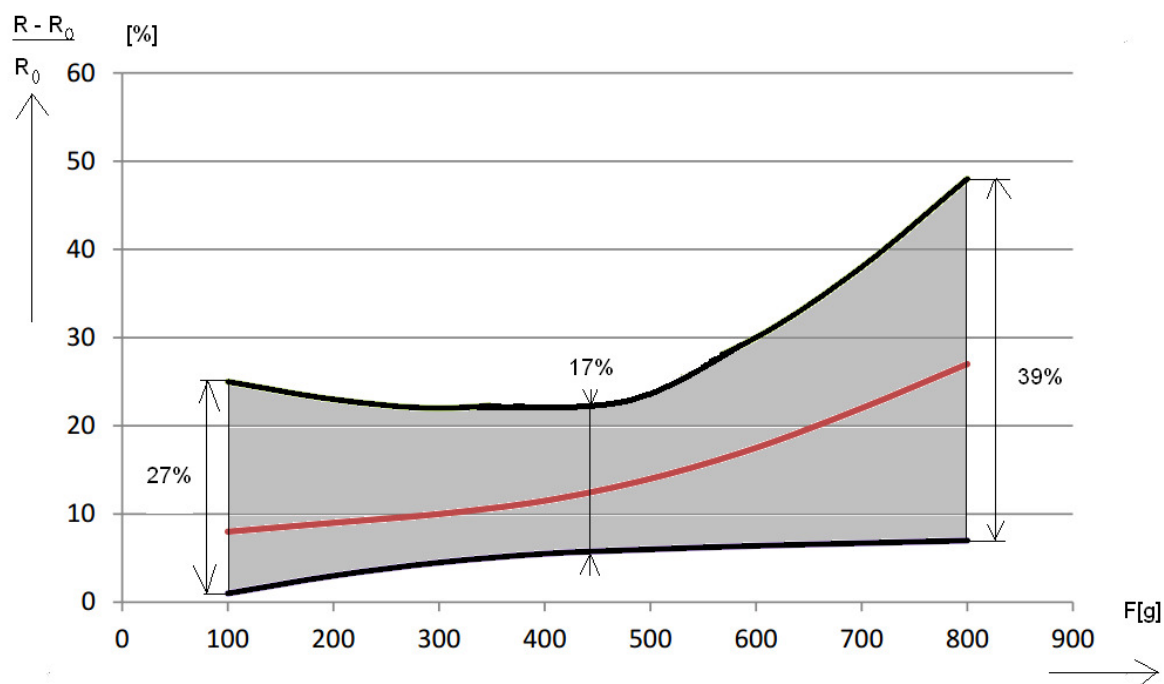
V [5] je pro měření odtrhu použita konstantní síla ($F_S = 5\text{ N}$), přičemž konstantní rychlost pohybu stěrky je nastavena na $v_S = 120\text{ mm/s}$. Odtrh byl měněn v rozsahu od 0,2 mm do 1 mm při použití síta z nerezové oceli s počtem ok 8200 na cm^2 . Na obr. 27 je znázorněna závislost střední hodnoty odporu na velikosti odtrhu v normovaném tvaru $(R-R_0)/R$. Jako optimální hodnotu lze stanovit hodnotu z rozsahu 0,5 až 0,7 mm.



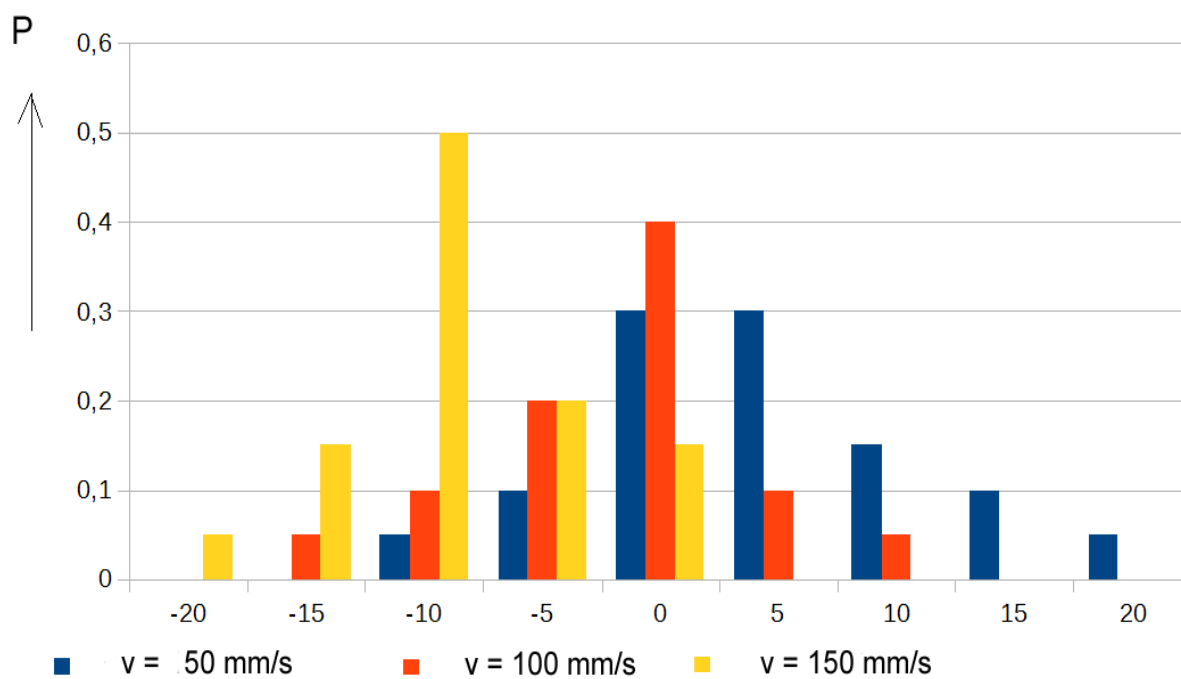
Obr. 27. Závislost změny odporu v normovaném tvaru na velikosti odtrhu pro tři různé odporové pasty [5]

Výrazný vliv na reprodukovatelnost procesu má síla F_S , kterou působí stěrka na podložku. Byla zvolena konstantní hodnota odtrhu 0,6 mm a rychlost stěrky opět 120 mm/s. Síla byla měněna v rozsahu od 100 do 800 g (1 N až 8 N). Byly vytvořeny tři soubory rezistorů, u nichž byl sledován rozptyl hodnot odporu v závislosti na velikosti působící síly. Na obr. 28 je tato závislost uvedena s hodnotou rozptylu v normovaném tvaru.

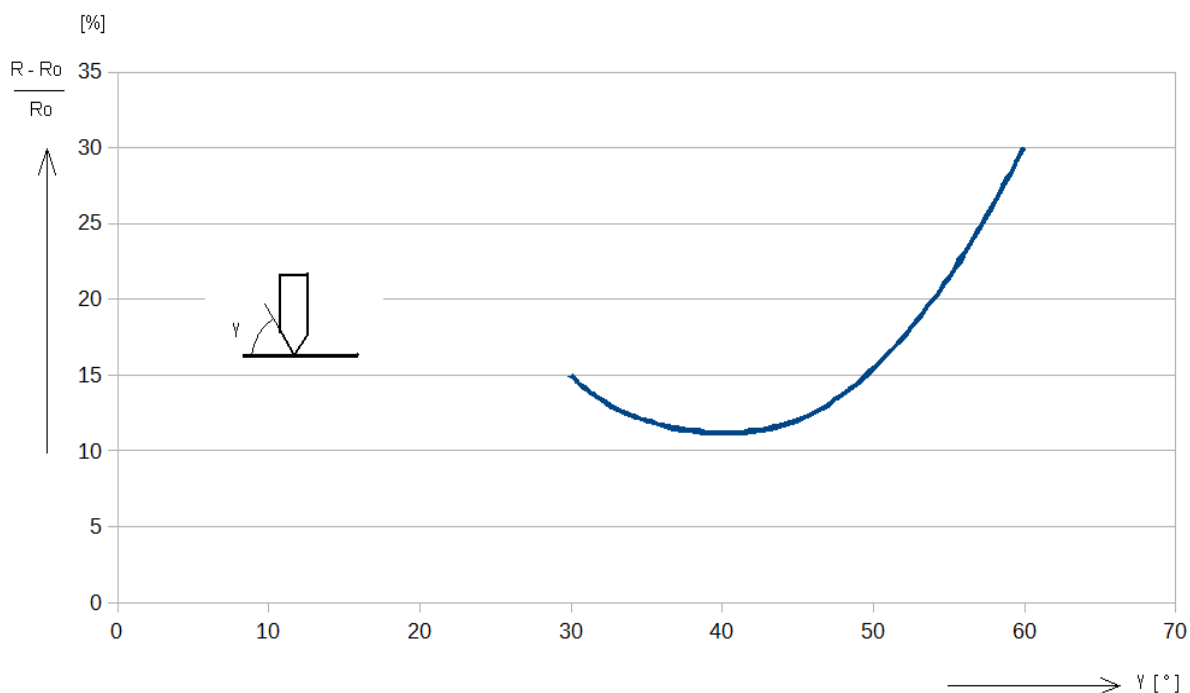
Tmavá oblast vymezuje limit rozptylu změny normované hodnoty odporu.



Obr. 28. Závislost změny a rozptylu změny hodnoty odporu na velikosti působící síly [5]



Obr. 29. Vliv rychlosti pohybu stěrky na střední hodnotu odporu a rozptyl [5]



Obr. 30. Vliv úhlu stěrky na hodnotu odporu u různých souborů rezistorů [5]

Nejmenší rozptyl změny hodnoty odporu nastává podle obr. 28 při síle přibližně 440 g, kdy je reprodukovatelnost procesu nejlepší. Podle obr. 29 je ze tří možných hodnot rychlosti pohybu stěrky dosaženo nejlepších hodnot pro $v = 100$ mm/s, kdy je nejvyšší četnost při odchylce ± 0 % a současně nedochází k velkému rozptylu. Na obr. 30 je uvedena závislost absolutní odchylky pro různé soubory rezistorů při různém úhlu stěrky. Z diagramu je patrné, že nejlepších vlastností (nejmenší odchylky) je dosaženo pro úhel $\gamma = 40^\circ$.

Uvedené diagramy znázorňují působení faktorů, jež se podílejí na vlastnostech realizovaných struktur tak, jak je uvedeno na obr. 26. Analýza uvedených faktorů umožnila optimalizovat a stabilizovat technologii, jež byla využita pro realizaci tlustovrstvových struktur analyzovaných dále v této práci.

4.2 Realizace pasivních prvků

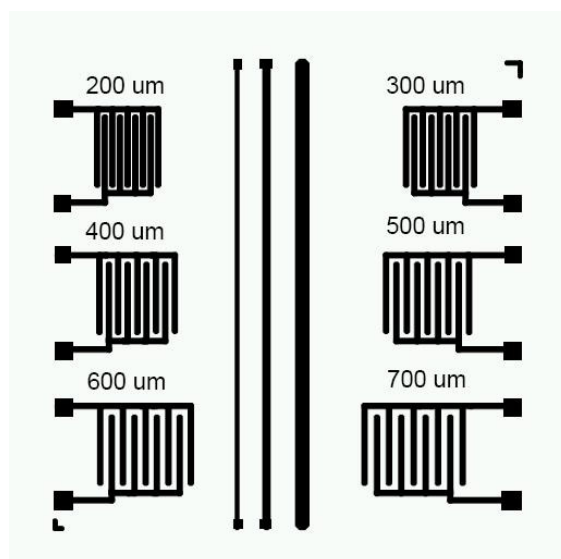
4.2.1 *Tlustovrstvové kondenzátory*

V mikroelektronických systémech lze aplikovat tlustovrstvovou technologii k vytvoření kapacitních struktur dvěma základními způsoby: lze vytvořit sendvičovou strukturu sestávající ze dvou tištěných elektrod a mezilehlého dielektrika nebo jako strukturu hřebínkovou. Následující experiment je zaměřen na hřebínkové (interdigitální) provedení.

Experiment byl proveden pro ukázkou použitelnosti alternativních metod zhotovování kapacitních struktur k běžným metodám spočívajících ve vytvoření sendvičové vícevrstvé struktury s dielektrikem mezi dvěma plošnými elektrodami. Tato alternativní metoda spočívá v tom, že elektrody zde mají tvar hřebínků, přičemž dielektrikem je vzduchová mezera mezi těmito hřebínky. Elektrický náboj je zde umístěn na okrajích plošných vodičů, které přiléhají k izolační mezeře. Protože je šíře této mezery mnohem větší, než je síla natisknuté vrstvy, je elektrické pole značně nehomogenní. Proto je obtížné určit přesnou hodnotu elektrické kapacity takové struktury. Nicméně znalost kapacity je nezbytná pro přesný a spolehlivý návrh systému, v němž takovéto struktury budou využity. Aby tedy hodnota kapacity mohla být stanovena, je nutno definovat vlivy, které tuto hodnotu ovlivňují, a dále je zapotřebí stanovit, jak ji ovlivňují.

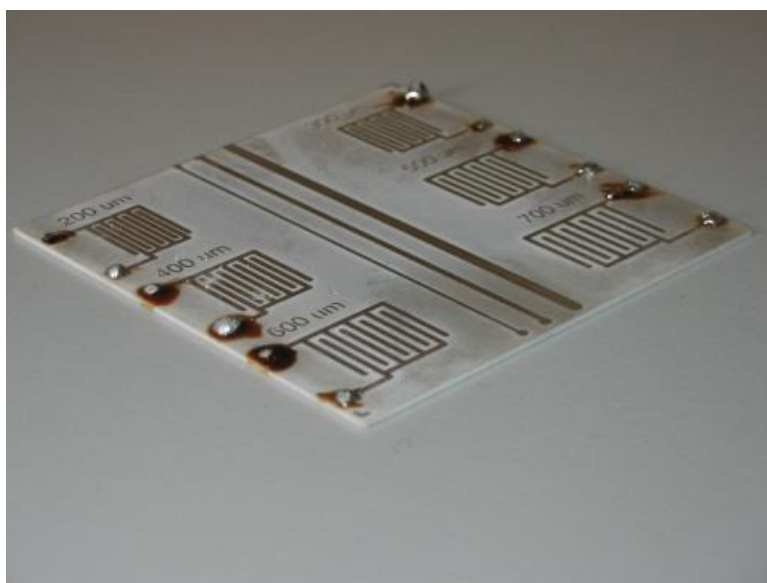
V rámci experimentu byl vytvořen substrát obsahující interdigitální kondenzátory s šířkou dielektrické mezery. Přes tuto mezeru při daném napětí procházejí siločáry elektrického pole vytvořeného akumulací náboje na elektrodách. Elektrický náboj je rozložen na elektrodách hřebínkového tvaru. Protože šíře izolační mezery mezi hřebínky je řádově mnohem větší než je tloušťka natisknuté vrstvy, není elektrické pole homogenní. Tento fakt vede k tomu, že nalézt přesnou hodnotu kapacitance může být obtížné. Znalost této hodnoty je nicméně pro správný návrh důležitá. Pro určení hodnoty kapacity je tedy nezbytná znalost toho, jaké aspekty (a jakým způsobem) výslednou kapacitu ovlivňují. V následujícím experimentu je vytvořena množina interdigitálních kondenzátorů, experiment je zaměřen na vliv šířky dielektrické vzduchové mezery na hodnotu kapacity kondenzátorů.

Na obr.31 je znázorněn testovací substrát se šesti interdigitálními strukturami se šířkou izolační mezery 200, 300, 400, 500, 600 a 700 mikrometrů. Systém každého kondenzátoru je tvořen dvěma hřebínky se čtyřmi a pěti výběžky. Šířka vodivé sítě je konstantní, u všech struktur činí 600 μm . Délka každého výběžku je 7,6 mm. Byla použita vodivá pasta ESL 9695 – G.



Obr. 31. Náhled testovacího substrátu se sadou kondenzátorů

Uvedená sada kondenzátorů byla zhotovena sítotiskem na korundovém substrátu, přičemž síla natisknuté vrstvy byla přibližně 15 – 20 μm .



Obr. 32. Sada kondenzátorů zhotovená na testovacím substrátu

Každý kondenzátor se skládá ze dvou hřebínků, kde jednotlivé hřebínky mají čtyři a pět pinů. Délka každého pinu je 7,6 mm, šířka vodivé cesty je všude 600 μm . Celková délka vzduchové mezery, která mezi elektrodami prochází, je z důvodu rozdílné šířky taktéž různá, proto byly naměřené hodnoty normalizovány s ohledem na rozdílnou délku mezery.

Pro určení kapacity byla využita rezonanční metoda. Platí, že rezonanční kmitočet paralelního spojení cívky a kondenzátoru lze určit podle vztahu:

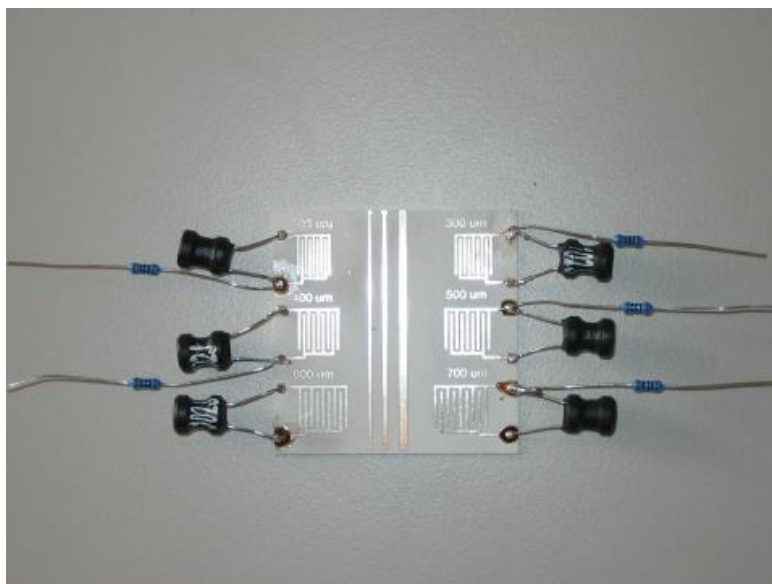
$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (4.1)$$

Při této metodě byla ke každému kondenzátoru paralelně připojena cívka, jak je znázorněno na obr. 33. Ze známé hodnoty indukčnosti u cívek byla potom vypočítána podle vztahu:

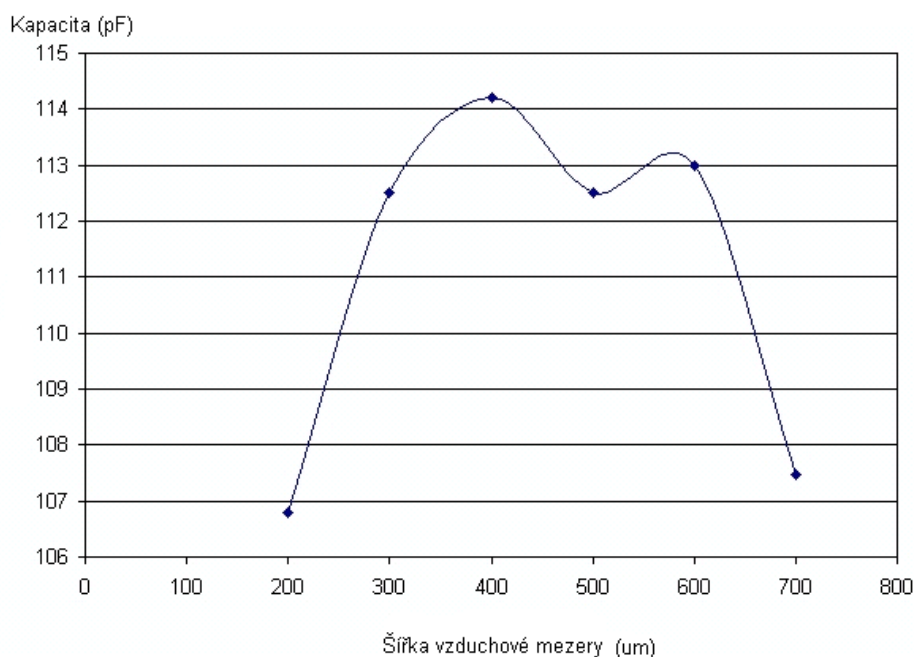
$$C = \frac{1}{(2\pi f)^2 L} \quad (4.2)$$

Z hodnoty rezonančního kmitočtu byly vypočítány hodnoty kapacity jednotlivých systémů interdigitálních kondenzátorů. Tato hodnota byla potom normalizována podle délky izolační mezery tak, aby rozdílná délka této mezery neměla na zjištěné hodnoty vliv.

Získané hodnoty se měnily od 107 do 115 pF, tj. rozdíl mezi nejvyšší a nejnižší hodnotou kapacity je asi 8 %. Přitom na obr. 34 je závislost kapacity na šíři izolační mezery znázorněna. Není zde patrný žádný trend ve změně kapacity v závislosti na změně šíře vzduchové mezery, proto lze konstatovat, že v daném uspořádání je – alespoň v daném rozsahu šíře vzduchové mezery – kapacita na této šíři nezávislá. Z důvodu desetkrát vyšší permitivity korundového substrátu oproti permitivitě vzduchu se elektrické pole uzavírá převážně přes korundový substrát.



Obr. 33. Uspořádání pro měření kapacity interdigitálních kondenzátorů



Obr. 34. Závislost velikosti elektrické kapacity systému interdigitálního kondenzátoru na šířce izolační mezery

4.2.2 Charakterizace planárních interdigitálních kondenzátorů metodou konečných prvků

Metoda konečných prvků

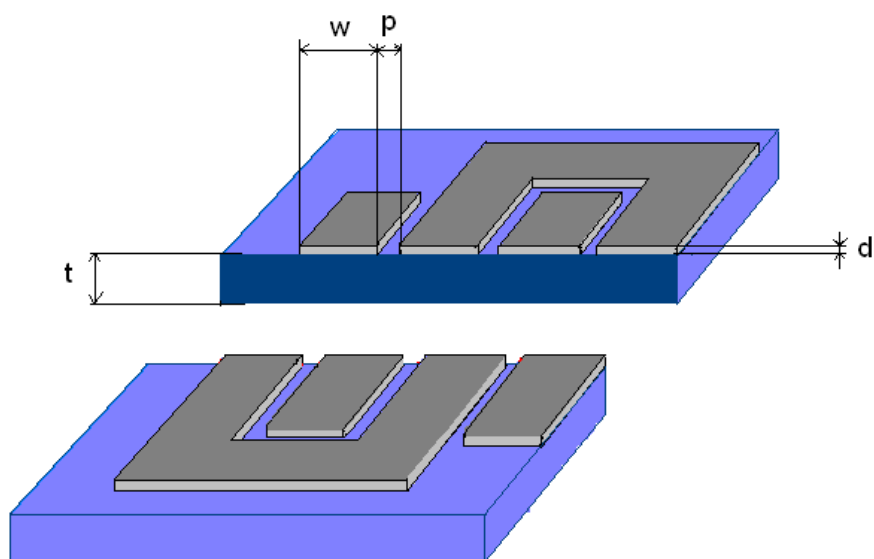
Parciální diferenciální rovnice jsou užívány k řešení velkého množství úloh v matematice, fyzice, biologii a chemii a ke zkoumání jevů z oblasti elektromagnetismu, fluidní dynamiky, materiálových věd, astrofyziky, ale i ekonomie. Tyto rovnice jsou často velmi komplikované a nalezení jejich řešení ryze analytickými metodami (použitím Laplaceovy nebo Fourierovy transformační metody) je buď zcela nemožné, nebo není praktické pro využití a je v takových případech nutno hledat řešení spočívající v numerické aproximaci analytického řešení.

Jedním ze způsobů aproximace je metoda konečných prvků (FEM), která byla původně navržena v roce 1943 Richardem Courantem, nicméně nebyla tehdy využita.

Podstata metody spočívá v transformaci modelu na soustavu elementů, u nichž jsou stanoveny potenciály. Řešení pro příslušný model potom spočívá v nalezení minima příslušného funkcionalu. Informace lze nalézt např. v [34].

Model planárního interdigitálního kondenzátoru

Pro účely charakterizace planárních interdigitálních kondenzátorů metodou konečných prvků byl vytvořen jednoduchý dvourozměrný model představující řez systémem interdigitálního kondenzátoru. Tento model je uveden na obr. 35 s vyznačením příslušných kót.



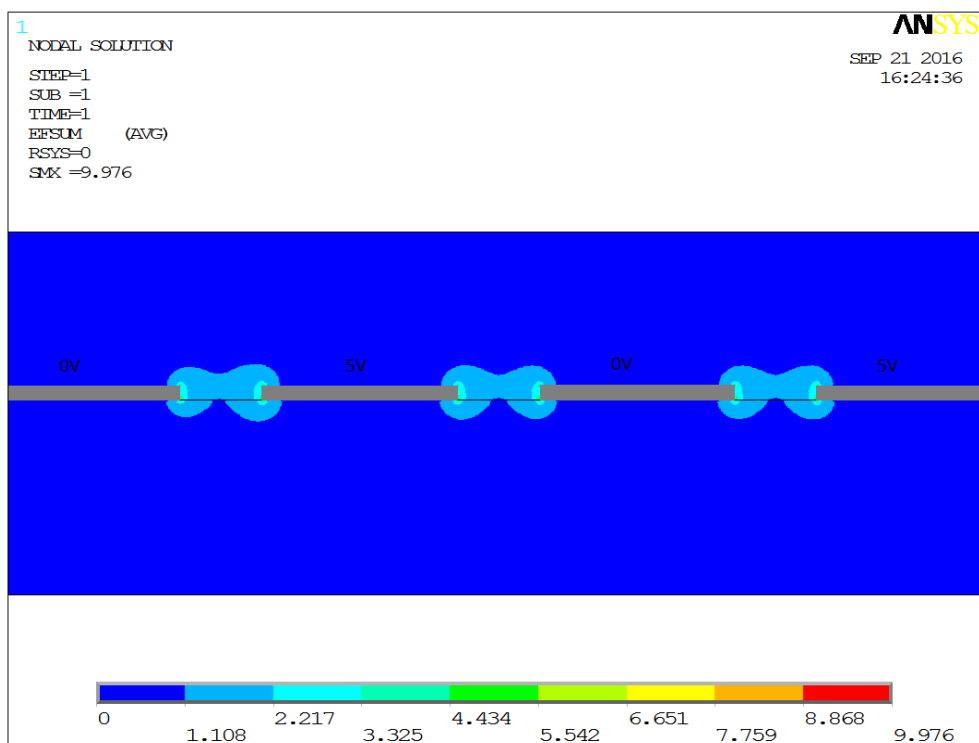
Obr. 35. Znáznění řezu simulovaným interdigitálním kondenzátorem

Tab. 4. Simulovaného interdigitálního kondenzátoru

Parametr	Hodnota
Šířka vodiče w	$700 \mu\text{m}$
Síla vodiče d	$50 \mu\text{m}$
Šířka vzduchové mezery p	$300 \mu\text{m}$
Síla základního substrátu t	$700 \mu\text{m}$
Síla simulované vzduchové vrstvy nad kondenzátorem	$500 \mu\text{m}$
Materiál substrátu	Al_2O_3 , $\epsilon_r = 9,8$
	PTFE , $\epsilon_r = 2,1$

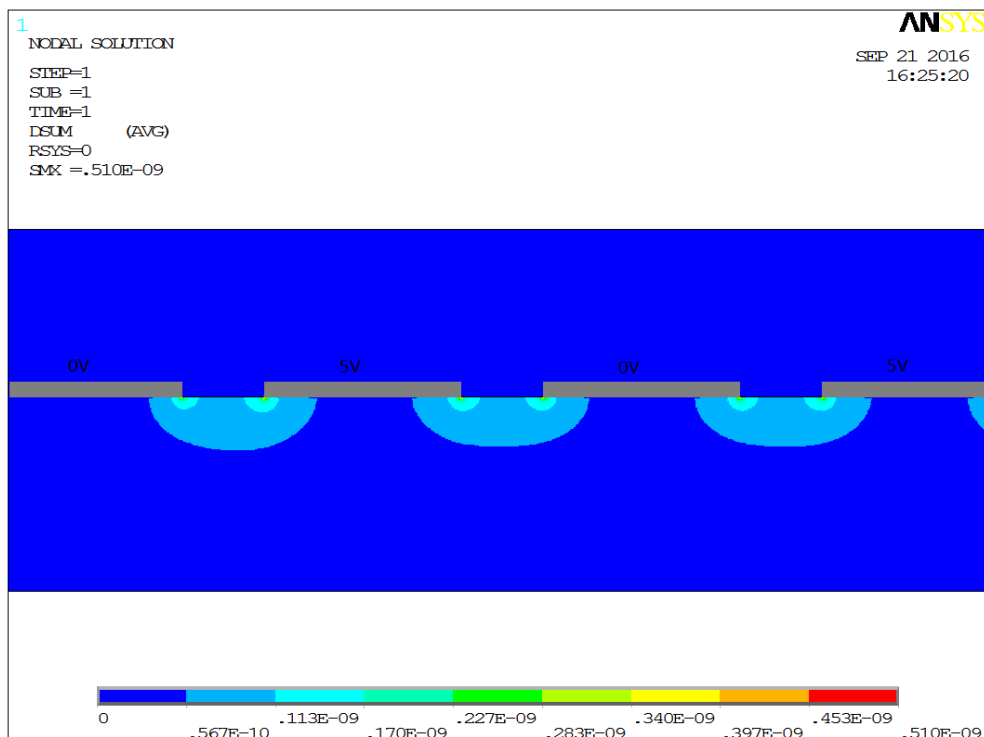
Planární tlustovrstvové keramické interdigitální kondenzátory

Na obr. 36 je znázorněno simulované rozložení intenzity elektrického pole mezi elektrodami interdigitálního kondenzátoru v řezu. Jsou uvažovány elektrody na korundovém substrátu ve vzduchu. Uvažován je korund s permitivitou $\epsilon_r = 9,8$, při tloušťce vrstvy $d = 50 \mu\text{m}$.

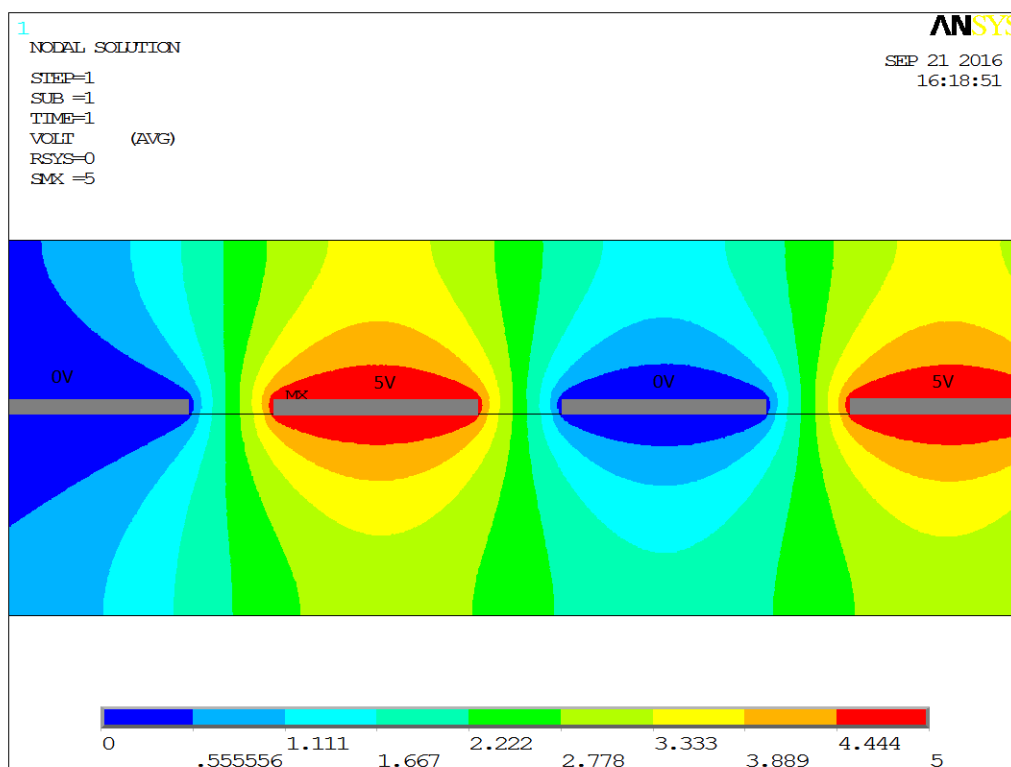


Obr. 36. Simulace rozložení intenzity elektrického pole mezi elektrodami keramického interdigitálního kondenzátoru v řezu

Z výstupu simulace je patrné, že intenzita elektrického pole je nejvyšší v oblasti mezi elektrodami a nezávisí na materiálu substrátu.



Obr. 37. Simulace rozložení elektrické indukce mezi elektrodami keramického interdigitálního kondenzátoru v řezu



Obr. 38. Rozložení elektrického potenciálu mezi elektrodami keramického interdigitálního kondenzátoru v řezu

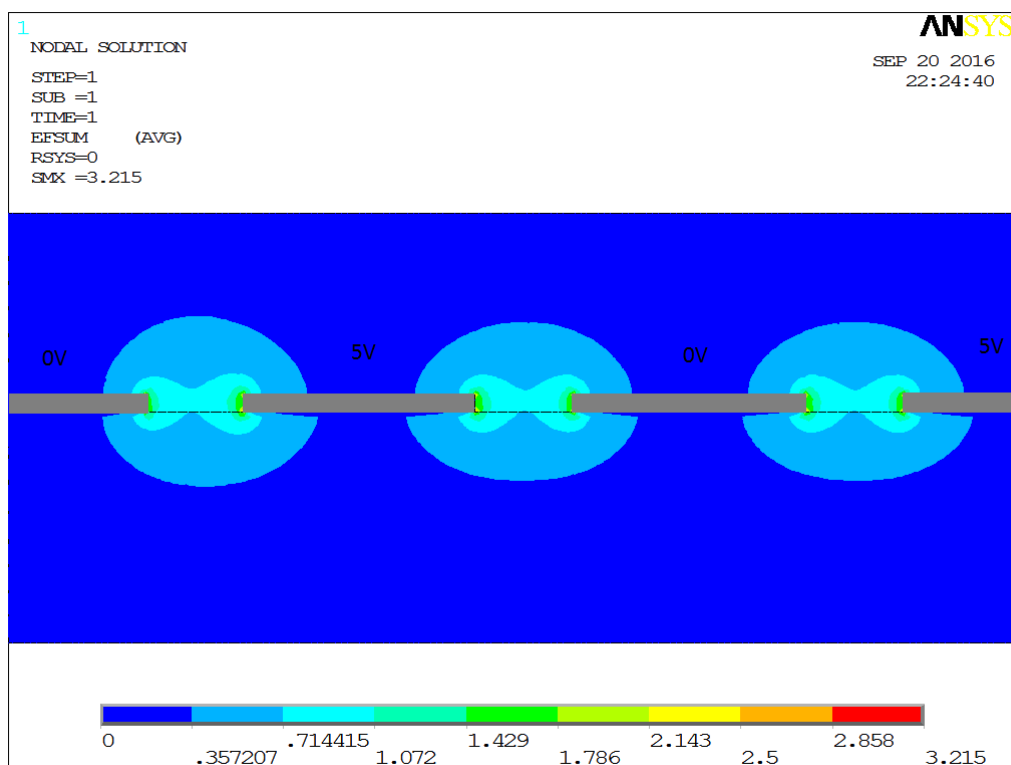
Na obr. 37 je znázorněno simulované rozložení elektrické indukce v řezu interdigitálním kondenzátorem. Je zřejmé, že nejvyšších hodnot nabývá elektrická indukce v oblasti substrátu; ve vzduchu je elektrická indukce nevýznamná. To je způsobeno vysokou permitivitou korundového substrátu ($\epsilon_r = 9.8$).

Obr. 38 znázorňuje rozložení elektrického potenciálu. Toto rozložení nezávisí na použitém materiálu.

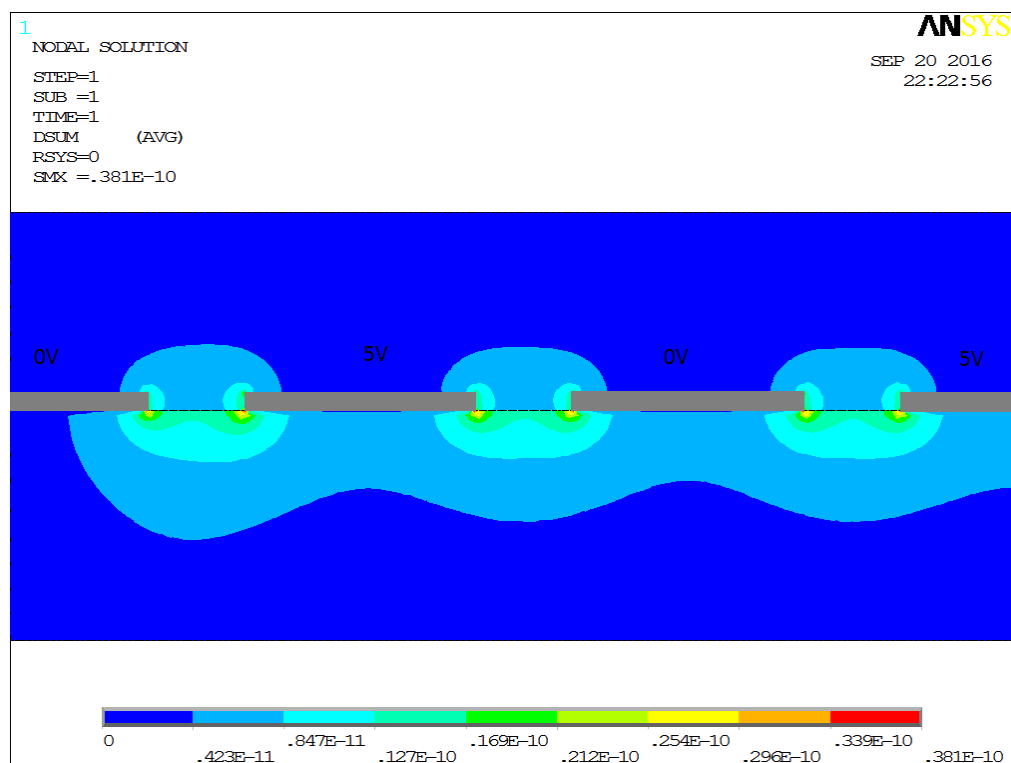
Interdigitální kondenzátory v PCB technologii na PTFE

Pro srovnání s technologií planárních interdigitálních kondenzátorů založených na tlustovrstvové technologii byla rovněž provedena simulace planárních interdigitálních kondenzátorů realizovaných na substrátu z PTFE. Tento substrát vykazuje – vedle ohebnosti a chemické odolnosti – i nízkou hodnotu ztrátového činitele, jak je uvedeno v [35]. Byla uvažována vodivá síť o síle 50 μm , přičemž permitivita PTFE je $\epsilon_r = 2,1$. Šířka vzduchové mezery je 300 μm , zatímco šířka vodiče je 700 μm .

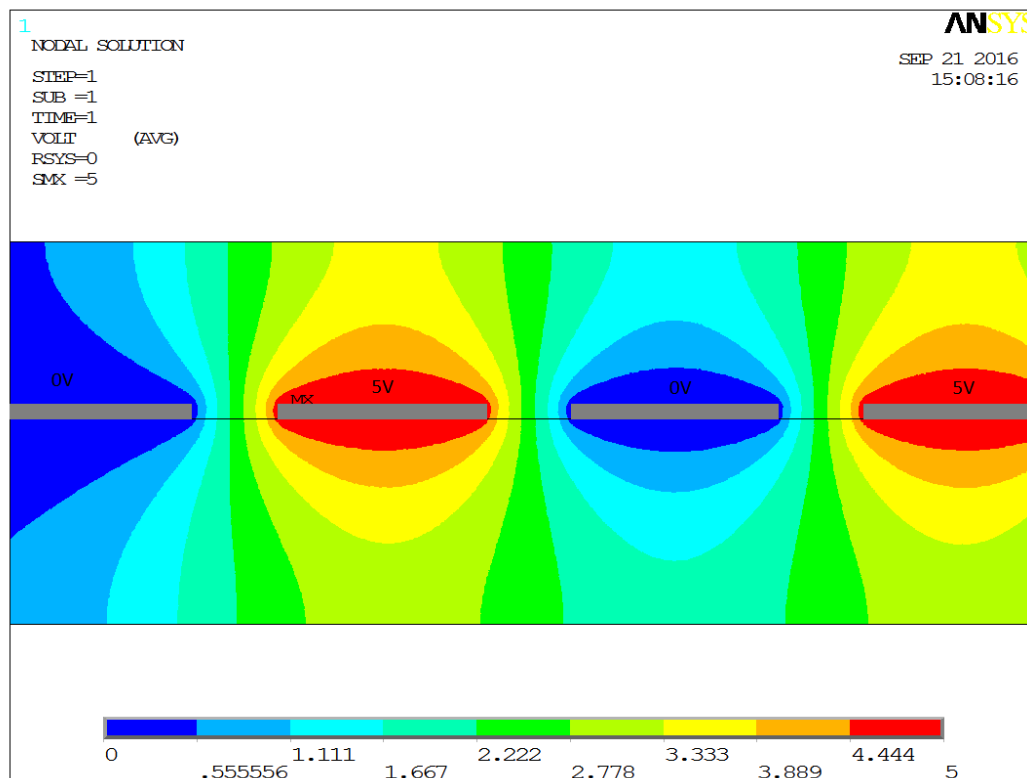
Teflon byl zvolen pro jeho velmi dobré vlastnosti při vysokých kmitočtech. Vedle již zmíněné nízké hodnoty ztrátového činitele vykazuje i stabilní hodnotu relativní permitivity až do 10 GHz podle [35]. Na tomto rozsahu již epoxidové a akrylátové substráty vykazují pokles permitivity způsobený vibracemi molekul, které jsou vyvolány vysokofrekvenčním polem.



Obr. 39. Simulace průběhu intenzity elektrického pole u planárního interdigitálního kondenzátoru na PTFE



Obr. 40. Simulace průběhu elektrické indukce u planárního interdigitálního kondenzátoru na PTFE

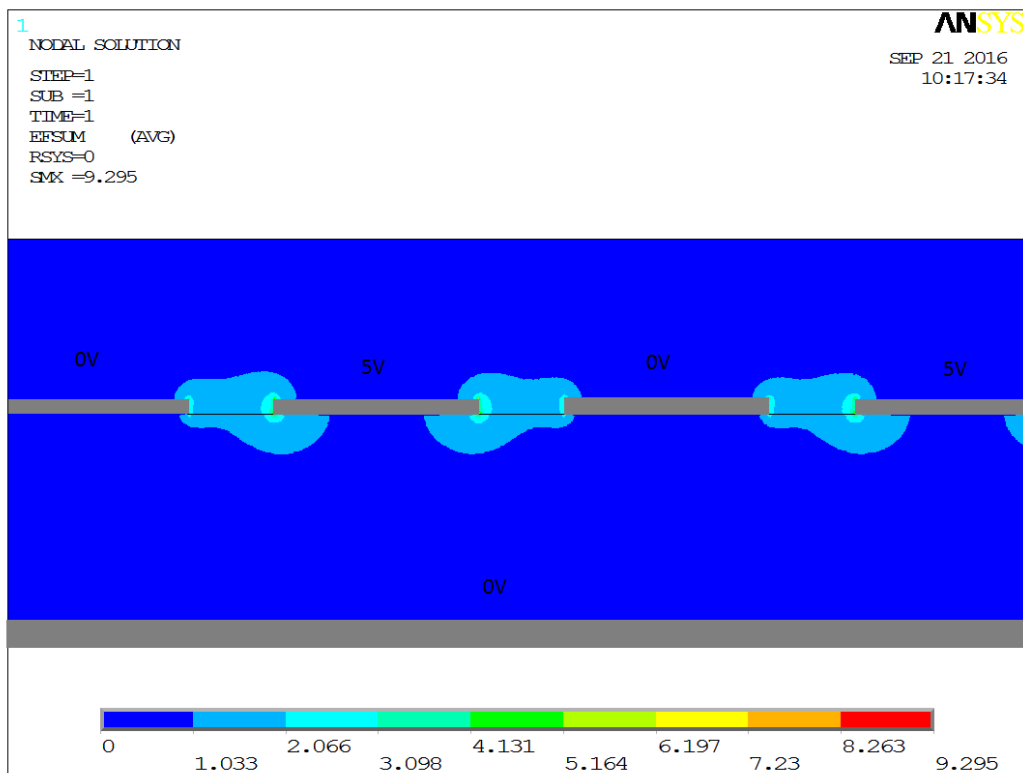


Obr. 41. Simulace průběhu elektrického potenciál u planárního interdigitálního kondenzátoru na PTFE

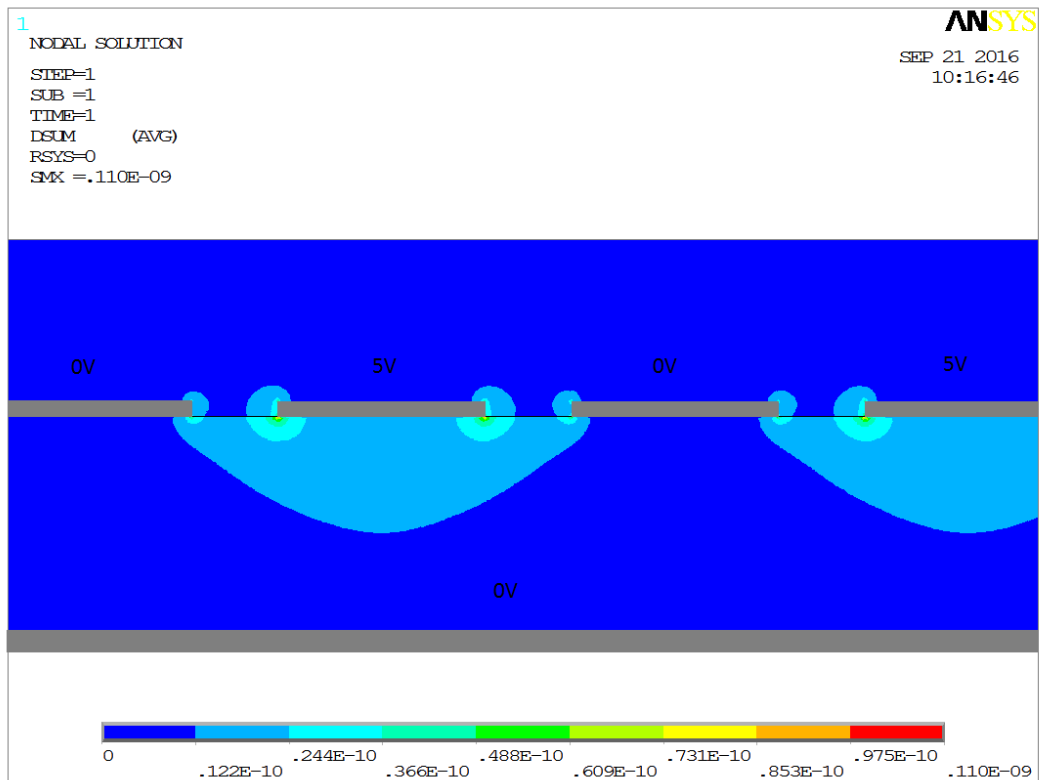
Ze simulace na obr. 40 je zřejmé, že rozdíl mezi hodnotou elektrické indukce v oblasti substrátu a mezi hodnotou elektrické indukce ve vzduchu je menší než v případě planárního interdigitálního kondenzátoru na korundové keramice, což je dáno nižší hodnotou relativní permitivity teflonu. Elektrický náboj je tak rovnoměrněji rozložen podél hran vodičů.

Interdigitální kondenzátory v PCB technologii na PTFE se společnou zemnicí vrstvou

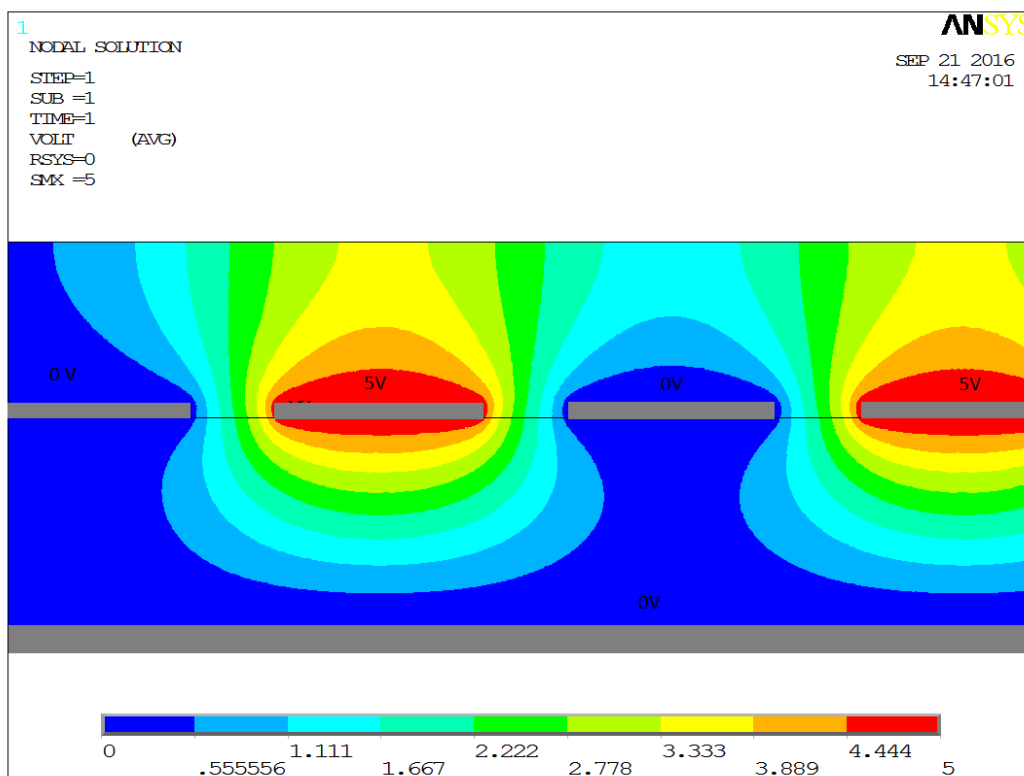
Elektrický potenciál je uveden na obr. 41. Dalším faktorem ovlivňujícím průběh elektrické indukce je přítomnost zemní plochy. Tato plocha bývá umístěna ze spodní strany, popř. u vícevrstevných plošných spojů může být umístěna jako vnitřní vrstva.



Obr. 42. Simulace průběhu intenzity elektrického pole u planárního interdigitálního kondenzátoru na PTFE se zemnicí plochou



Obr. 43. Simulace průběhu elektrické indukce u planárního interdigitálního kondenzátoru na PTFE se zemnicí plochou



Obr. 44. Simulace průběhu elektrického potenciálu u planárního interdigitálního kondenzátoru na PTFE se zemnicí plochou

Na obr. 42, obr. 43 a obr. 44 je uvedena simulace interdigitálního kondenzátoru na PTFE se zemní plochou. Ze simulace je patrné, že ke přidání zemní plochy změní průběh elektrického potenciálu tak, že vznikne ekvipotenciální oblast mezi touto plochou a vodiči na nulovém potenciálu na horní straně. To vede k zvětšení hodnoty elektrické intenzity i elektrické indukce pod vodičem na potenciálu 5V a současně k nárůstu hodnot elektrické intenzity i elektrické indukce pod hranami vodičů na tomto potenciálu. Dále vzniká mezi vodiči na horní straně a zemnicí plochou další přídavná kapacita.

Porovnání a zhodnocení získaných výsledků

Rozložení elektrického potenciálu ve struktuře kondenzátoru při konstantním napětí přivedeném na elektrody nezávisí na hodnotě permitivity u použitých materiálů, stejně jako se neprojevuje na průběhu elektrické intenzity. Jde o vliv na průběh elektrické indukce, kdy jsou hodnoty elektrické indukce pod vodiči na nenulovém potenciálu mnohem vyšší u struktury s vyšší hodnotou relativní permitivity u materiálu substrátu. Elektrické pole se zde potom uzavírá přes materiál substrátu. Z obr. 37 a obr. 40 je zřejmá mnohem vyšší hodnota elektrické indukce u keramického kondenzátoru, kde lze tedy při stejné geometrii dosáhnout větších hodnot kapacity. Tato možnost je nicméně kompenzována vyššími cenami anorganických materiálů.

Další faktorem je přítomnost zemní plochy. U interdigitálních kondenzátorů je zemní plocha další elektrodou s nulovým potenciálem, přičemž mezi touto plochou a elektrodou s nenulovým potenciálem vzniká další kapacita. Důležitá je rovněž její stínící funkce, kdy zemní plocha zbraňuje pronikání elektrického pole ze systému interdigitálního kondenzátoru

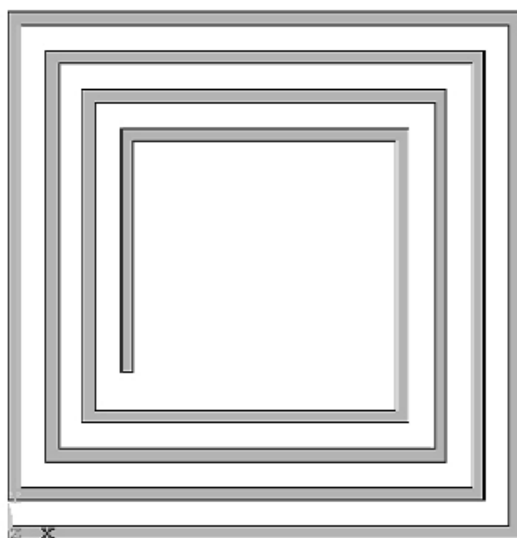
do okolí, popř. pronikání rušení do systému kondenzátoru, což je patrné z průběhu elektrického potenciálu na obr. 44.

4.2.3 *Tlustovrstvové cívky*

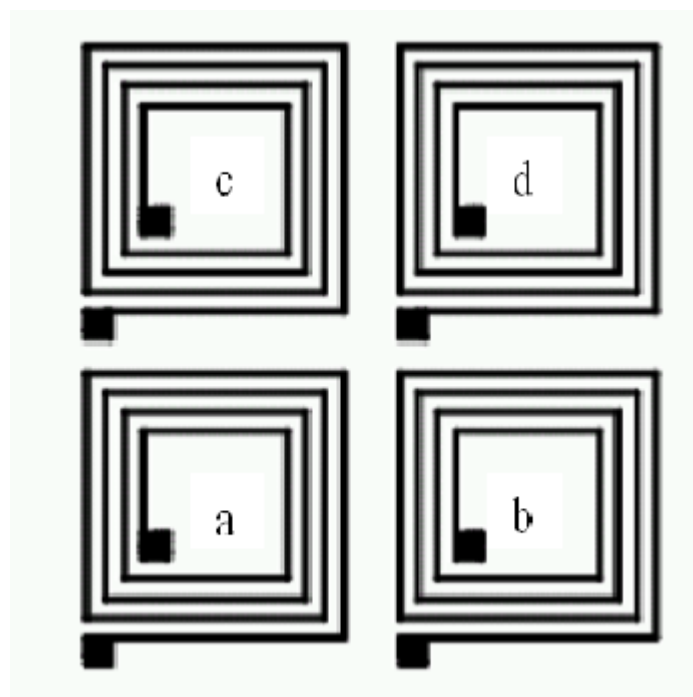
Tab. 5. Parametry navržené cívky

Parametr	Hodnota
Vnější rozměry	20,5 * 20,5 mm
Šířka vodivé sítě	0,5 mm
Síla natisknuté vrstvy	10 μm
Magnetická susceptibilita korundu	$3,7 * 10^{-5}$
Drsnost povrchu	3 μm
Materiál substrátu	Al_2O_3 %
Rozměry substrátu	50 * 50 * 8 mm
Materiál pasty	ESL 9695 - G

Pro účely následujícího experimentu byla navržena sada cívek. Na obr. 45 Je znázorněn vzhled jednotlivé realizované cívky, na obr. 46 je uspořádání testovacího substrátu. V Tab. 5 jsou shrnuty parametry realizace.



Obr. 45. Vzhled navržené cívky



Obr. 46. Uspořádání testovacího substrátu

Měření hodnot indukčnosti probíhalo pomocí měřicího RLGC můstku, přičemž měřicí hroty byly přiloženy přímo ke kontaktním ploškám na substrátu. V tab. 6 jsou uvedeny naměřené hodnoty pro všechny cívky na obou substrátech.

Tab. 6. Naměřené hodnoty indukčnosti

	Cívka	Indukčnost [μH]
Substrát 1	a	0,124
	b	0,103
	c	0,122
	d	0,141
Substrát 2	a	0,129
	b	0,132
	c	0,122
	d	0,102
Střední hodnota		0,122
Rozptyl		0,013

4.2.4 Charakterizace tlustovrstvové cívky metodou konečných prvků

Cívka z části 4.2.3 byla rovněž modelována metodou konečných prvků za účelem určit indukčnost a zobrazit rozložení magnetického pole.

Model tlustovrstvové cívky

Používána je metoda konečných prvků (FEM), která je charakteristická tím, že jednotlivé části fyzické struktury nejsou modelovány jako geometrické kontinuum, ale jako soustava diskrétních bodů v prostoru, vůči nimž jsou počítány požadované hodnoty.

Jde o modelování magnetického pole planární cívky, kterou protéká proud o velikosti 5 A. Cívky je plochá, má pravoúhlý tvar a je umístěna na korundovém substrátu, přičemž vzhledem k tomu, že je na korundu natisknuta, nachází se na rozhraní dvou prostředí – korundu a vzduchu. Na obr. 45 je příslušná cívka znázorněna, v tab. 5 jsou uvedeny její parametry.

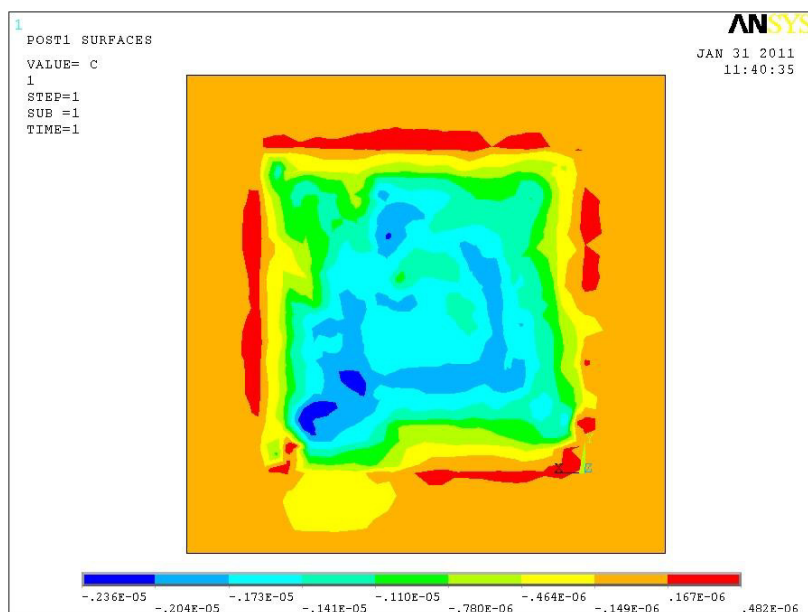
Indukčnost cívky lze stanovit jako:

$$L = \frac{\Phi}{I} = \frac{\int B \cdot dS}{I} \quad (4.3)$$

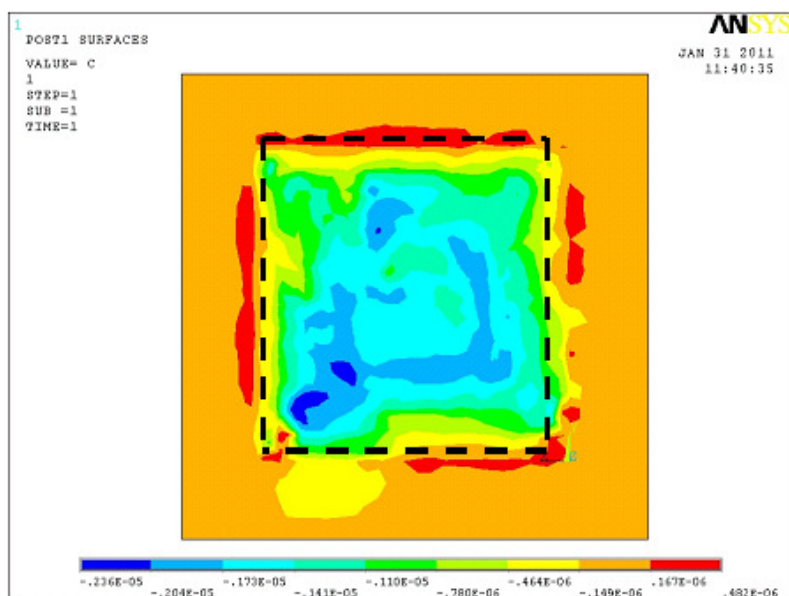
kde $\int B \cdot dS$ představuje plošný integrál magnetické indukce Φ , I je protékající proud.

Účelem experimentu je stanovení použitelnosti simulace modelu metodou konečných prvků pro zjištění indukčnosti. Při proudu protékajícím strukturou lze indukčnost stanovit jako podíl plošného integrálu magnetické indukce vzhledem k protékajícímu proudu.

Na obr. 47 je znázorněn průběh magnetické indukce podél roviny cívky na povrchu korundového substrátu. Aby bylo možno určit indukčnost podle vztahu 4.3, je nutno provést integraci magnetické indukce podél plochy tak, jak je naznačeno na obr. 48.



Obr. 47. Výstup simulačního programu znázorňující velikost magnetické indukce ve směru kolmém k rovině cívky



Obr. 48. Výstup simulačního programu znázorňující velikost magnetické indukce s vyznačenou oblastí integrace

Simulačním systémem ANSYS byla metodou numerické integrace $\int B \cdot dS$ určena velikost magnetického indukčního toku Φ jako $6,65 \cdot 10^{-7}$ Wb.

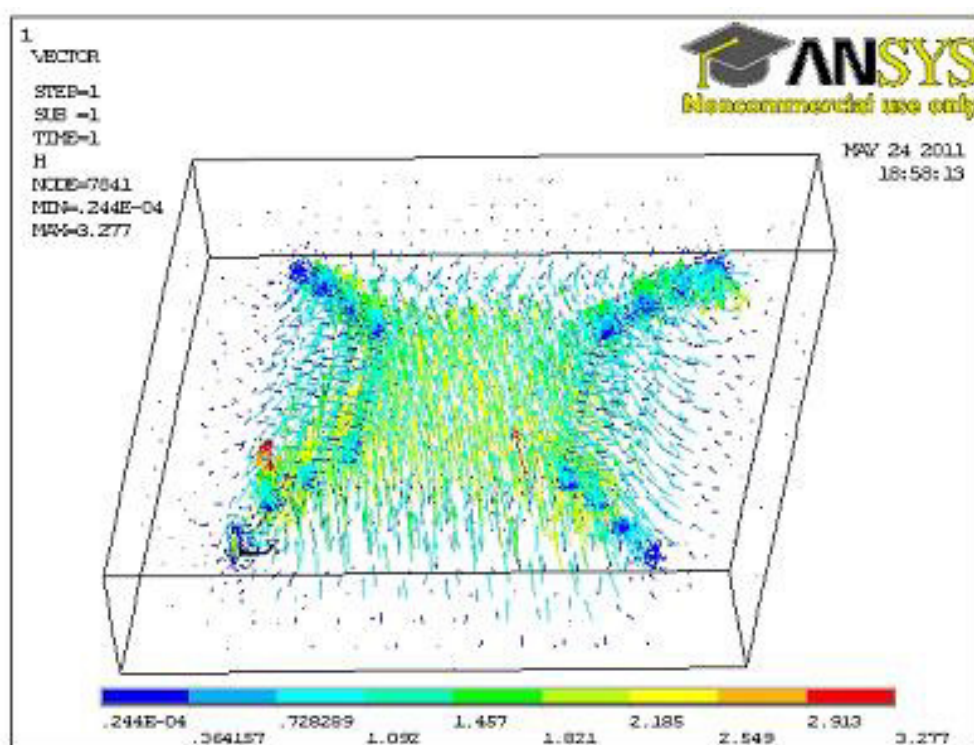
Potom lze indukčnost určit jako:

$$L = \frac{\Phi}{I} = \frac{6,65 \cdot 10^{-7}}{5} = 0,133 \mu H \quad (4.4)$$

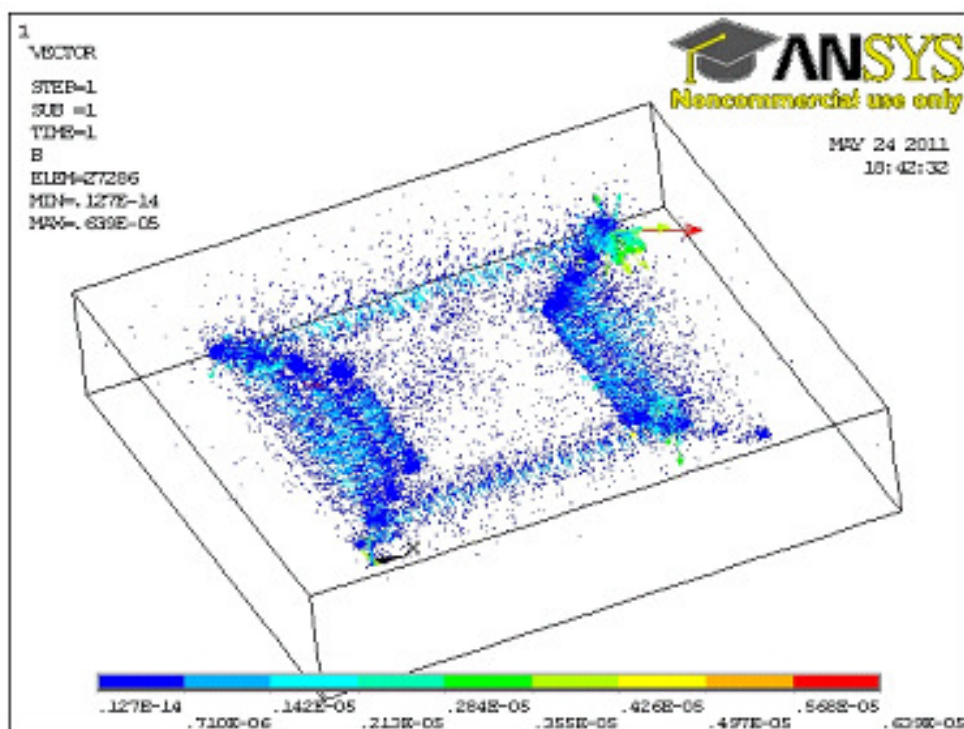
Hodnota určená numerickou integrací 0,133 μH se od průměru hodnot naměřených a uvedených v tab. 6 odlišuje o 0,011 μH což je méně než rozptyl naměřených hodnot.

Metoda konečných prvků byla dále použita pro učení průběhu intenzity magnetického pole a magnetické indukce v tlustovrstvové cívce. Výstupy jsou uvedeny na obr. 49 a obr. 50. Z obrázků je patrné zhuštění siločar magnetického pole a magnetické indukce v oblasti ohybu vodičů.

Z uvedených výstupů je zřejmé, že maxima intenzity magnetického pole, a tím i magnetické indukce se v rámci tlustovrstvové cívky nacházejí v oblasti ohybů vodičů, přičemž vedením vodičů pod úhlem jiným než 90° lze dosáhnout rovnoměrnějšího rozložení magnetického pole.



Obr. 49. Znázornění průběhu intenzity magnetického pole



Obr. 50. Průběh magnetické indukce

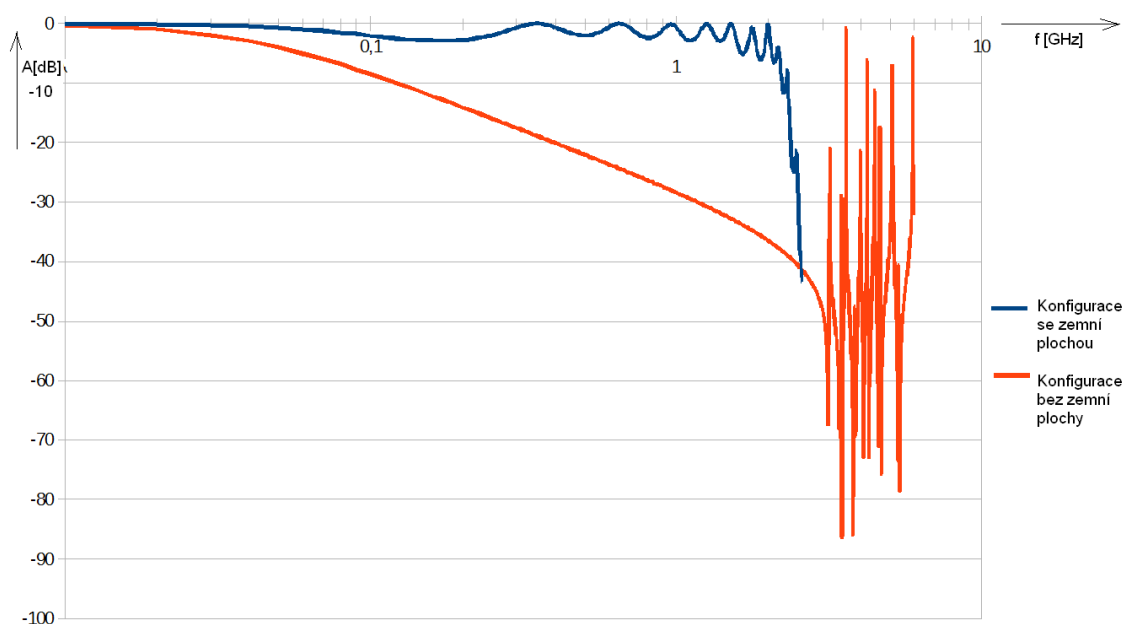
Kmitočtové vlastnosti tlustovrstvových cívek

Ke zjištění vlastností planární tlustovrstvové cívky při vyšších kmitočtech byly provedeny simulace pro různé materiály substrátu a konfigurace se zemní plochou i bez této plochy v simulačním a návrhovém prostředí Ansoft Designer od společnosti ANSYS. Cílem bylo zjištění vlastností při vyšších kmitočtech a získání limitních hodnot kmitočtu. Provedení cívky zůstává stejné jako je uvedeno v tab. 5.

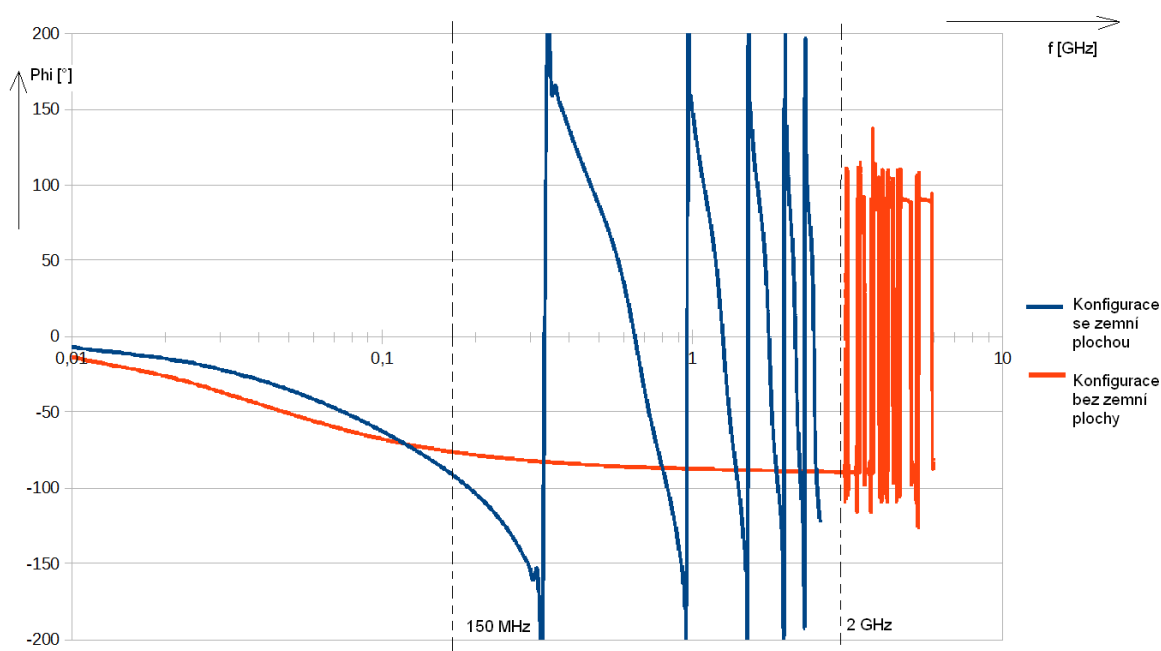
Tab. 7. Materiály simulované cívky

Parametr	Hodnota relativní permitivity		Provedení
Použitý materiál substrátu	Korundový substrát	$\epsilon_r = 9.8$	Se zemní plochou
			Bez zemní plochy
	Substrát PTFE	$\epsilon_r = 2.1$	Se zemní plochou
			Bez zemní plochy
Síla substrátu	1 mm		
Síla zemní plochy	10 μm		

Na obr. 51 je uvedena simulace cívky na korundovém substrátu v konfiguraci se zemní plochou i bez zemní plochy. Na obr. 52 potom fázová charakteristika.



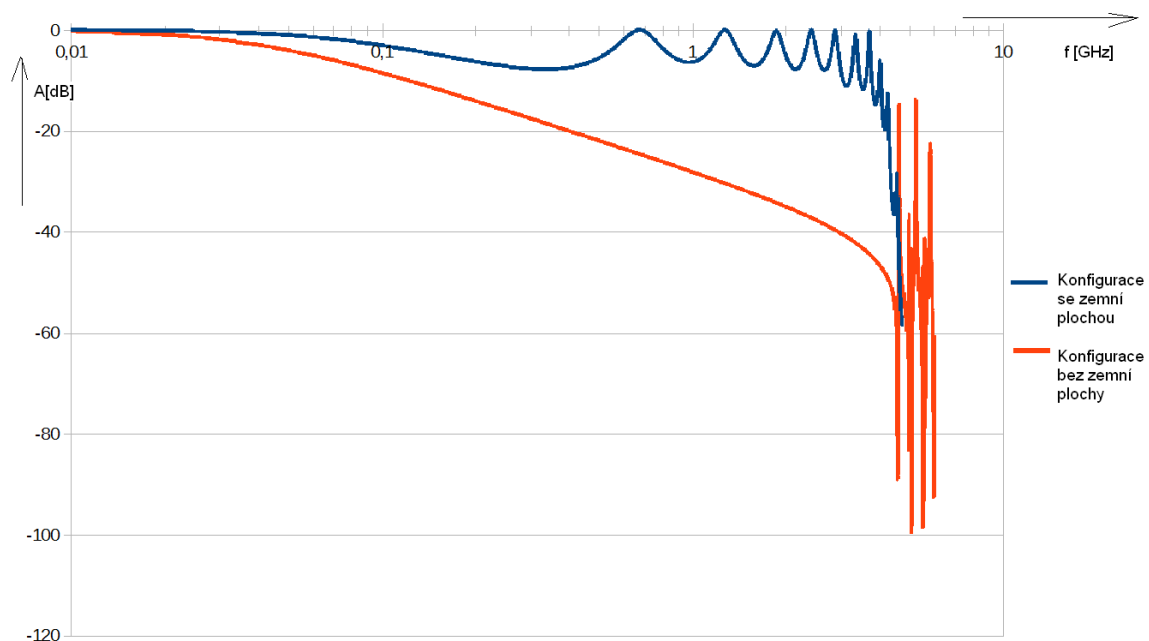
Obr. 51. Amplitudová charakteristika tlustovrstvové cívky na korundovém substrátu



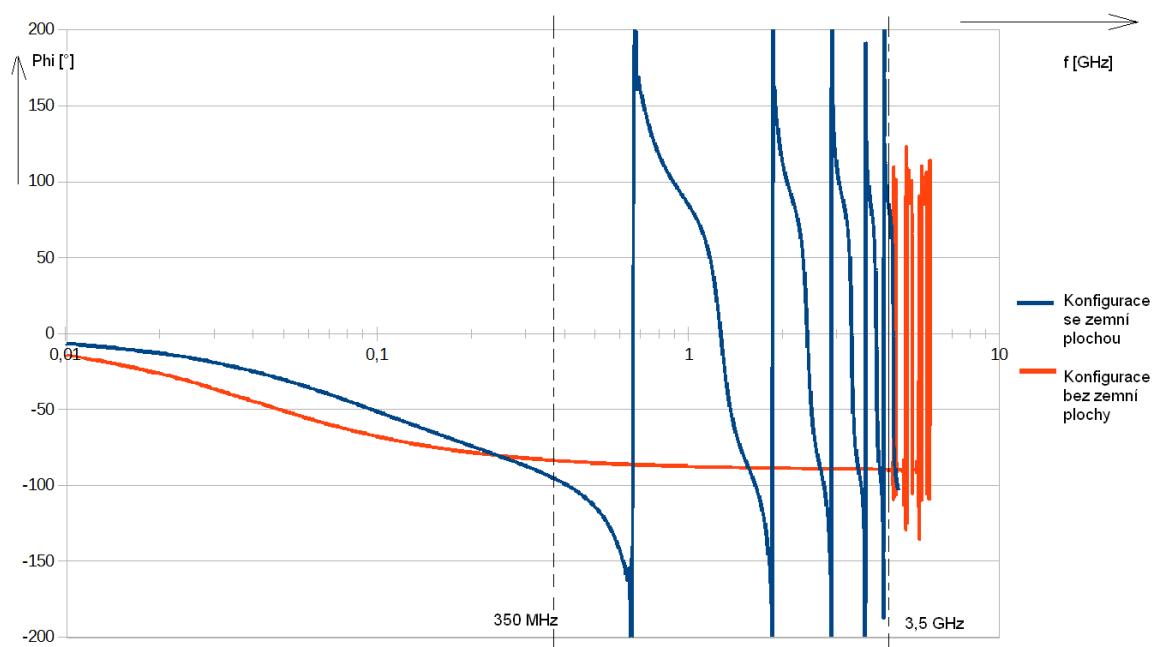
Obr. 52. Fázová charakteristika tlustovrstvové cívky na korundovém substrátu

Z obr. 52 je patrné, že v případě použití zemní plochy u korundového substrátu je limitní kmitočet, při němž dojde k fázovému posunu o 90° přibližně 150 MHz. Pokud není zemní plocha přítomna, je tento kmitočet přibližně 2 GHz. Po dosažení tohoto kmitočtu se začínají projevovat parazitní vlastnosti struktury tlustovrstvové cívky, což je patrné jak

z amplitudové, tak z fázové charakteristiky. Důležitým faktem je existence kapacitní vazby mezi samotným systémem tlustovrstvové cívky a zemní plochou, která na jednu stranu představuje stínění, nicméně její přítomnost vzhledem k vysoké permitivitě korundové keramiky je příčinou parazitního kapacitoru a tím i omezení mezního kmitočtu v porovnání s konfigurací bez zemní vrstvy.



Obr. 53. Amplitudová charakteristika tlustovrstvové cívky na substrátu z PTFE



Obr. 54. Fázová charakteristika tlustovrstvové cívky na substrátu z PTFE

Z obr. 53 a obr. 54 je zřejmé, že nahrazením korundového substrátu substrátem teflonovým se zvýší mezní kmitočet na přibližně dvojnásobnou hodnotu v obou případech. To je dáno nižší relativní permitivitou PTFE oproti korundu, kdy je kapacitní vazba slabší. I zde platí, že bez použití zemní plochy je mezní kmitočet přibližně desetkrát vyšší.

Zhodnocení získaných výsledků

Z porovnání dvou typů substrátu, korundu a PTFE, je zřejmé, že při použití substrátu z PTFE lze docílit vyšších mezních kmitočtů pro konfiguraci se zemní plochou i bez této plochy, což je dáno nižší permitivitou substrátu z PTFE. Dále je zřejmé, že použití zemní plochy u tohoto typu planární cívky výrazně omezuje mezní kmitočet, což je dáno vznikem kapacitní vazby mezi systémem planární cívky a touto zemní plochou, pro oba typy substrátu je tento rozdíl přibližně desetinásobný. Uvedené omezení lze částečně eliminovat použitím základního substrátu s větší tloušťkou.

4.3 Návrh, realizace a měření planárního kmitočtového filtru s tisknutým dielektrikem

4.3.1 Teoretický návrh

Čebyševova aproximace

Pro účely experimentu byl navržen filtr typu pásmová propust třetího řádu za použití Čebyševovy aproximace. Jde o nalezení nejlepší stejnoměrné aproximace funkce v intervalu $\langle a, b \rangle$ [38]. Funkce $h(x)$ minimalizuje maximální absolutní hodnotu rozdílu od funkce $f(x)$.

Interval dané funkce $\langle a, b \rangle$ je nejprve nutno transformovat na interval $\langle -1, 1 \rangle$. Každému $t \in \langle a, b \rangle$ je takto přiřazena hodnota $x \in \langle -1, 1 \rangle$ podle vztahu:

$$x = \frac{2t - (a + b)}{b - a} \quad (4.5)$$

Aproximace probíhá pomocí tzv. Čebyševových polynomů, přičemž pro polynom n – tého stupně platí:

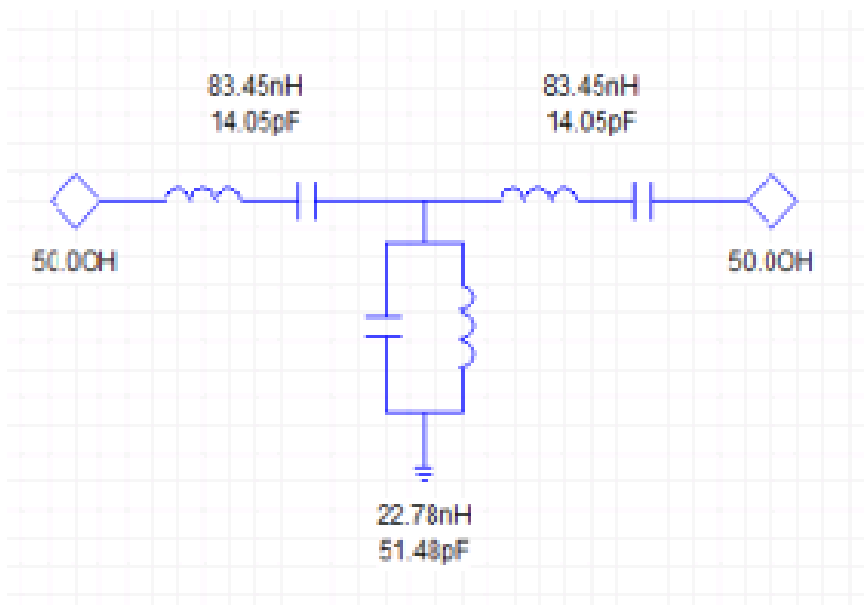
$$T_n(x) = \cos(n \cdot \arccos(x)) \quad (4.6)$$

Dále platí, že polynomy vyšších stupňů lze konstruovat pomocí rekurentních vzorců:

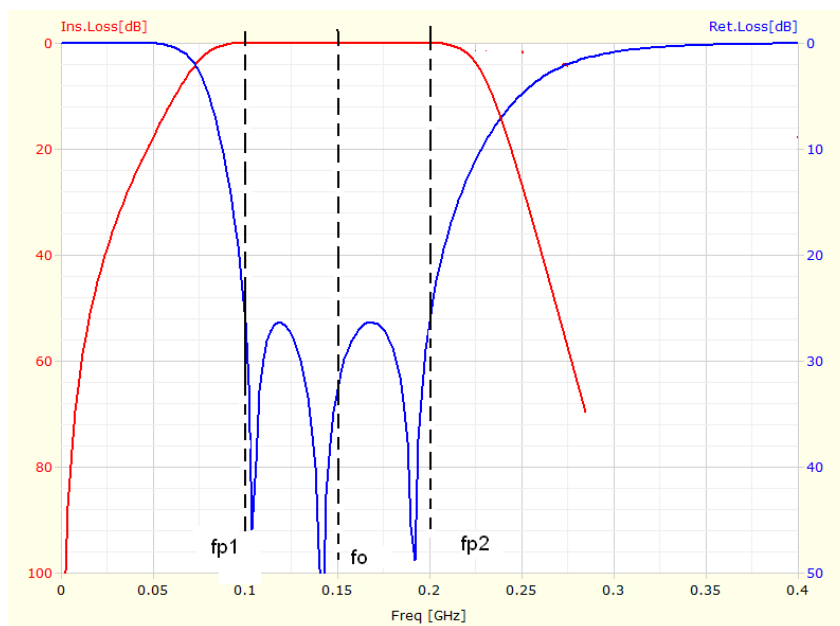
$$T_{n+1}(x) = 2xT_n(x) - T_{n-1}(x) \quad (4.7)$$

Návrh filtru

Planární kmitočtový filtr je navržen pro propustné pásmo od 100 do 200 MHz, střední kmitočet je na 150 MHz. Při návrhu se počítá s ideálně soustředěnými parametry. Navržený obvod sestává z cívek a kondenzátorů. Pro výpočet parametrů byl použit návrhový systém Ansoft Designer. Tyto hodnoty kmitočtových parametrů byly zvoleny s ohledem na požadavky odpovídající technologii tlustých vrstev. Ta má rovněž jistá omezení (rozlišení), takže musí být zachovány rovněž požadavky na reprodukovatelnost celého systému, přičemž schéma je zobrazeno na obr. 55.



Obr. 55. Obvodové schéma navrženého filtru



Obr. 56. Obvodové schéma navrženého filtru

Z pohledu celkového uspořádání se pásmová propust skládá ze čtyř vrstev, jež jsou aditivním postupem nanášeny v následujícím uspořádání:

- Vodivá vrstva pro vytvoření vodičů, spodních vrstev kondenzátorů a cívek
- Izolační vrstva pro dielektrikum kondenzátorů
- Izolační vrstva pro překrytí cívek pro vyvedení terminálu
- Horní vrstva pro vyvedení terminálu a vytvoření horní elektrody kondenzátorů

Navržené cívky mají formu planárních pravoúhlých závitnic, jejichž střední vývod je realizován druhou vodivou vrstvou, izolovanou od spodní vodivé vrstvy izolační mezivrstvou. Kondenzátory jsou navrženy jako klasická třívrstvá struktura. Byla zvolena šířka vodičů 400 μm , což dostatečně splňuje požadavek na dosažení malého odporu.

Materiálem substrátu je korundová keramika (Al_2O_3), jejíž tloušťka je 0,65 mm a rozměry 50 x 50 mm. Průměrná drsnost substrátu je přibližně 2 mm.

4.3.2 Realizace filtru s kondenzátory s tisknutým dielektrikem

Schéma navrženého obvodu (obr. 55) bylo převedeno do planárního uspořádání, které je výchozí pro vytvoření obrazců motivů pro nanesení jednotlivých vrstev. Ty tvoří podklad pro realizaci masek a následně sítotiskových šablon s pomocí standardních litografických postupů [4], [12]. Při realizaci jsou tak v tomto případě postupně vytvářeny tři vrstvy, vodivá, dielektrická a opět vodivá.

Pro vodivou vrstvu byla použita sítotisková pasta na bázi stříbra a paladia ESL 9695 - G [18], jejíž základní parametry jsou uvedeny v Tab.8.

Tab. 8. Použité tlustovrstvové materiály (pasty)

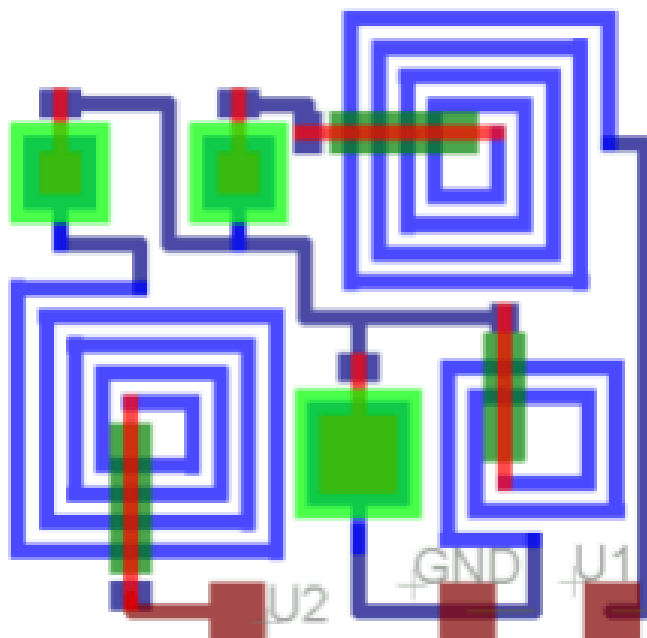
Vodivá pasta ESL 9695 - G	
Vrstvový odpor	3 – 6 m Ω /□
Tloušťka po výpalu	10 μm .
Dielektrická pasta ESL 4917	
Tloušťka po výpalu	12 μm .
Relativní permitivita	8 - 11
Ztrátový činitel	$\leq 0.4 \%$

Kondenzátory byly realizovány s ohledem na požadovanou tloušťku dielektrické vrstvy a permitivitu sítotiskovou pastou ESL 4917 [18], jejíž hodnota permitivity je přibližně 10.

Jak již bylo zmíněno, z předloh se generují jednotlivé filmové masky pro vytvoření vlastní šablony na sítěch. Na síta je nanášena světlocitlivá emulze a následnou expozicí přes filmové masky jsou vytvrzeny části, které mají na sítu zůstat, zatímco plochy určené pro

nanesení pasty se vypláchnou vodou. Byla použita ocelová síta s hustotou ok 320 mesh (počet ok na palec) pro vodivé vrstvy a 160 mesh pro vrstvu dielektrickou.

Na obr. 57 uvedeno topologické uspořádání navrženého kmitočtového filtru, kde je dobře patrné topologické rozložení jednotlivých pasivních prvků. Jak je dále patrné z obrázku, vývody jsou uspořádány na spodní straně substrátu.

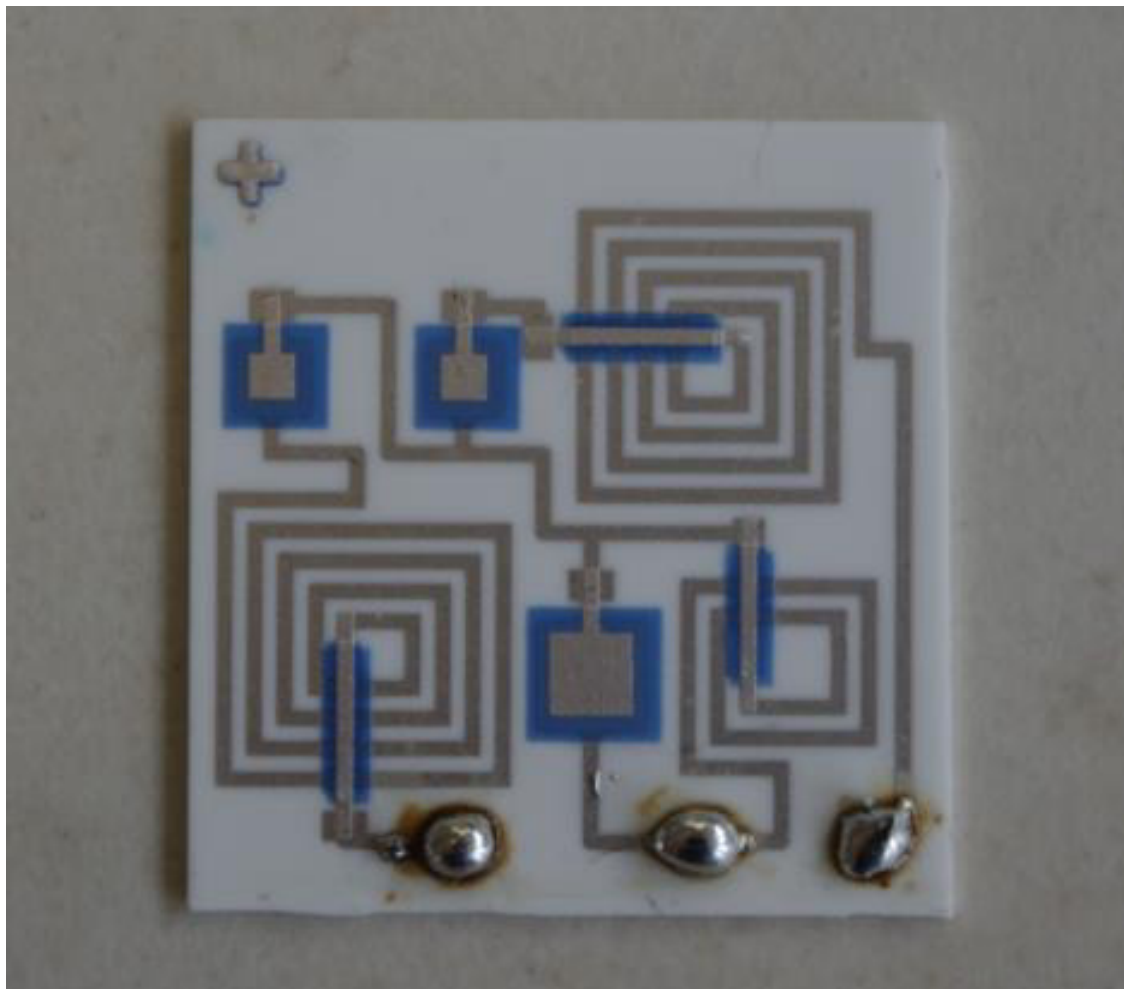


Obr. 57. Layout navrženého kmitočtového filtru

Samotný návrh je umístěn na čtvercové ploše o straně 25 mm, tím je tedy na substrát o rozměrech 50 x 50 mm možné umístit čtyři takové obrazce. Filtr je realizován standardním procesem tlustých vrstev. Každá vrstva je natisknuta jednou, výjimkou je vrstva pro překrytí cívek a vyvedení terminálů, která je tištěna třikrát. Výpal každé vrstvy následuje přibližně 5 – 10 minut po natisknutí, tak aby došlo k vyrovnání povrchu a nebyla patrná struktura síťoviny. Tímto způsobem byly zpracovány tři substráty, každý obsahuje čtyři obrazce filtru. Na obr. 58 je zobrazen realizovaný obvod. Samotná realizace sestávala z následujících kroků:

1. Tisk a zasušení spodní vodivé vrstvy
2. Výpal spodní vodivé vrstvy na 950 °C
3. Tisk a zasušení izolační vrstvy pro kondenzátory
4. Výpal vrstvy pro kondenzátory na 850 °C
5. Tisk a zasušení druhé izolační vrstvy pro vyvedení terminálů cívek
6. Výpal druhé izolační vrstvy
7. Tisk a zasušení vodivé vrstvy pro horní elektrody kondenzátorů
8. Výpal horní vodivé vrstvy

Kroky 5 a 6 byly provedeny třikrát



Obr. 58. Kmitočtový filtr realizovaný v tlustovrstvové technologii

Po posledním výpalu na teplotě 850 °C byla získána integrovaná struktura, u níž byla změřena tloušťka natisknutých vrstev. U vodivé vrstvy je tloušťka 10 μm , u dielektrické vrstvy 12 μm a tloušťka trojnásobné dielektrické vrstvy sloužící k překrytí cívky pro vyvedení středního vývodu je 35 μm .

4.3.3 Měření filtru

Vyrobené vzorky byly zapouzdřeny do kovových boxů opatřených SMA konektory. Pohled na realizovaný box je zobrazen na obr. 59. Tento box slouží jako ochrana před elektromagnetickým polem, které by mohlo ovlivnit měření a rovněž chrání obvod před mechanickým poškozením.

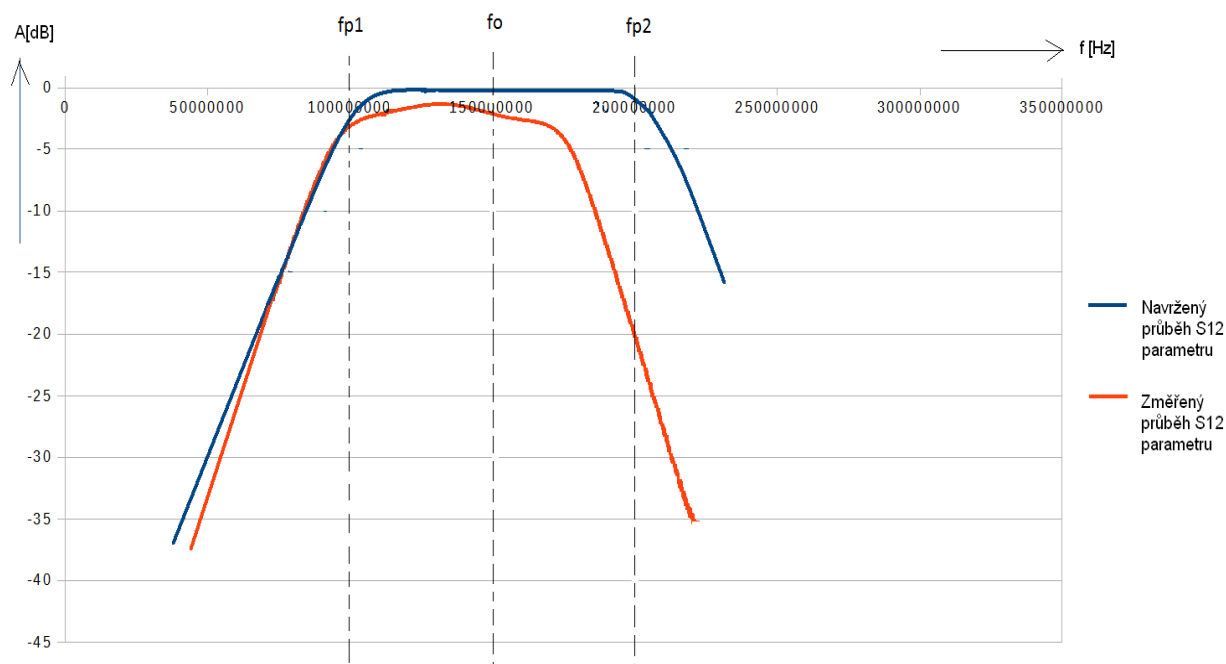


Obr. 59. Kovový box sloužící jako pouzdro pro HIO

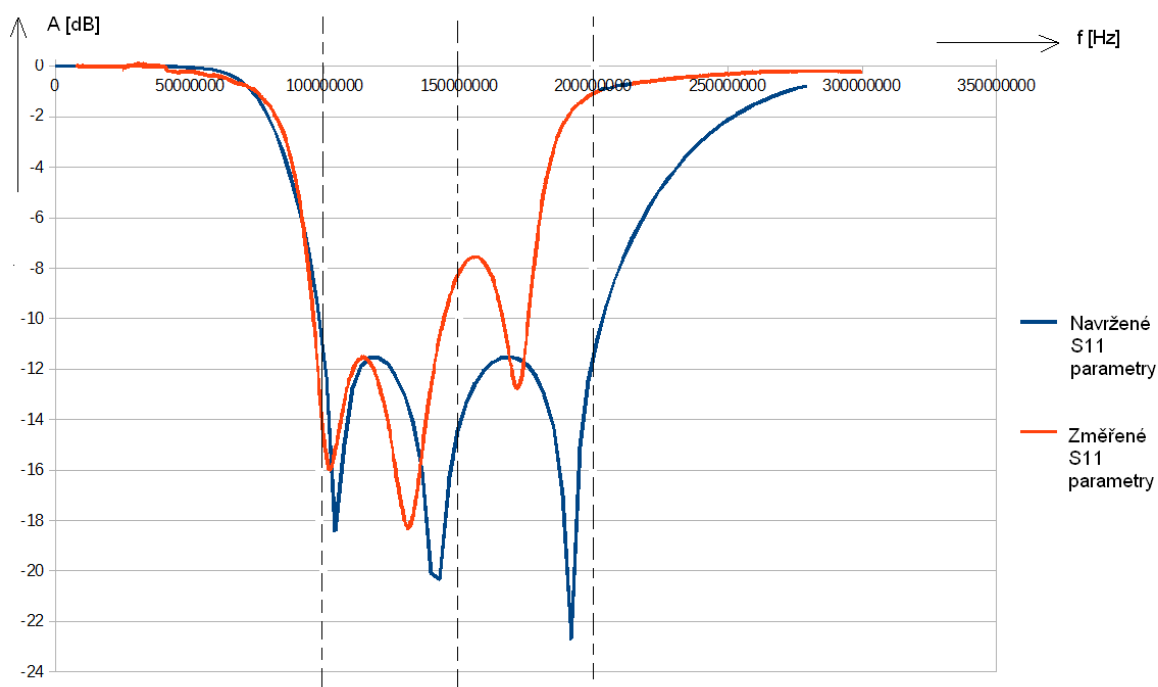
Měření bylo provedeno s použitím vektorového analyzátoru Agilent Technologies, E8364B, při kmitočtech od 10 MHz do 300 MHz. Při těchto kmitočtech byly vyneseny charakteristika. Cílem bylo především získat amplitudovou charakteristiku filtru, kde by se propustné pásmo mělo nacházet od 100 do 200 MHz.

4.3.4 Dosažené výsledky

Cílem bylo ověřit skutečné kmitočtové charakteristiky, aby bylo možné provést srovnání parametrů realizovaného planárního filtru s parametry, které byly uvažovány při návrhu. Naměřená amplitudová kmitočtová charakteristika je znázorněna na obr. 60.



Obr. 60. Průběh S12 parametrů filtru s tištěným dielektrikem



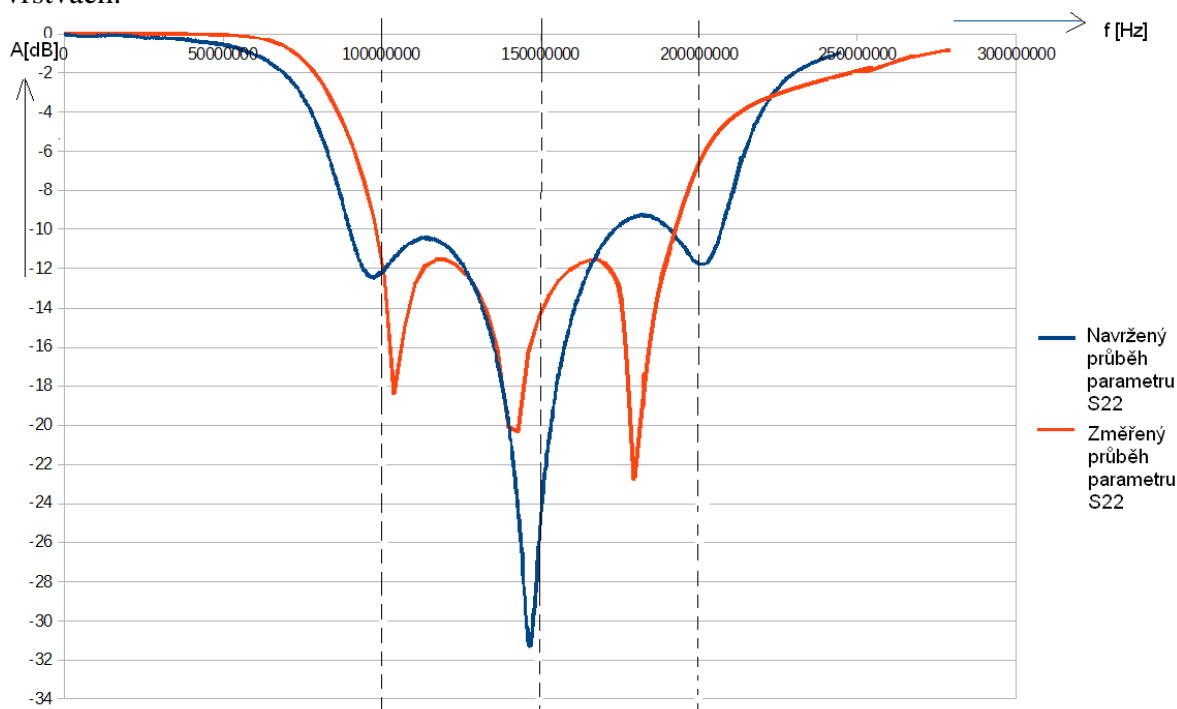
Obr. 61. Průběh S11 parametrů filtru s tištěným dielektrikem

Propustné pásmo realizovaného planárního kmitočtového filtru se původně na základě výpočtu mělo nacházet mezi 100 a 200 MHz. Propustné pásmo filtru začíná na teoreticky vypočtené hodnotě 100 MHz, nicméně ve své horní části dosahuje přibližně kmitočtu 170 MHz namísto vypočítaných 200 MHz. Propustné pásmo je tedy užší, jeho skutečná šířka je 70 MHz. Tento posun je způsoben parazitní induktivní vazbou, což je blíže uvedeno v kap. 4.

Největší zisk je pro kmitočet 135 MHz, zisk na kmitočtu 200 MHz je -20 dB. Strmost charakteristiky na dolním okraji propustného pásma je přibližně 20 dB/okt.

Byly proměřeny parametry S11 a S22, které vyjadřují součinitel napěťového odrazu pro vstupní a výstupní bránu. Tyto parametry by měly být u pasivního symetrického systému identické, což je v zásadě splněno. Výsledky naměřených parametrů S11 a S22 jsou uvedeny na obr. 61. a na obr. 62. Z obrázků je patrné, že změřené parametry jsou přibližně podobné.

Pro ověření vhodnosti tlustovrstvové technologie bylo důležité, jak se parametry navržených základních prvků a struktur liší od parametrů struktur realizovaných. Navrženy byly kondenzátory s kapacitou 14,05 pF, realizované kondenzátory mají kapacitu od 15,3 do 15,7 pF, což je v toleranci přibližně 10 %. Toto je z celkového pohledu dobrý výsledek, měření ale ukázalo, že problém může nastat ve vlastní realizaci kondenzátoru, kde se může projevit snížený izolační odpor, nebo dokonce zkrat. To se projevilo z celkového počtu 36 stejných kondenzátorů (tři na každém obrazci) u pěti kondenzátorů. Příčinou jsou nehomogenity v dielektrické vrstvě, která byla za účelem dosažení požadované kapacity natisknuta pouze jednou. Tím se potvrdila nutnost nanášet dielektrikum alespoň ve dvou vrstvách.



Obr. 62. Průběh S22 parametrů filtru s tištěným dielektrikem

Realizovaná tlustovrstvová struktura filtru s tisknutým dielektrikem má vlastnosti požadované od filtru typu pásmová propust. Dosažená strmost kmitočtové charakteristiky je dobrá, případnou korekci šířky pásma by bylo možné provést úpravou topologie obvodu. Útlum v propustném pásmu je nízký, zisk na kmitočtu 200 MHz je kolem 20 dB. Výsledky jsou ovlivněny vznikem parazitní nuly přenosu, která je důsledkem parazitní induktivní vazby mezi cívkami a která je příčinou snížení horního mezního kmitočtu. Tyto výsledky byly dosaženy u konfigurace, která byla realizována standardní tlustovrstvovou technologií, bez využití další optimalizace, především bez minimalizací magnetických vazeb mezi součástkami. Další možností je uvažování VF transformátorových vazeb.

Problémem u struktur s natisknutým dielektrikem je možnost vzniku parazitních svodů, popř. i zkratu. Toto riziko lze snížit použitím více vrstev tvořících dielektrikum kondenzátoru.

Toto řešení nicméně povede k větší tloušťce dielektrika a tím i k nárůstu plochy kondenzátoru, která je potřebná pro zachování požadované kapacity.

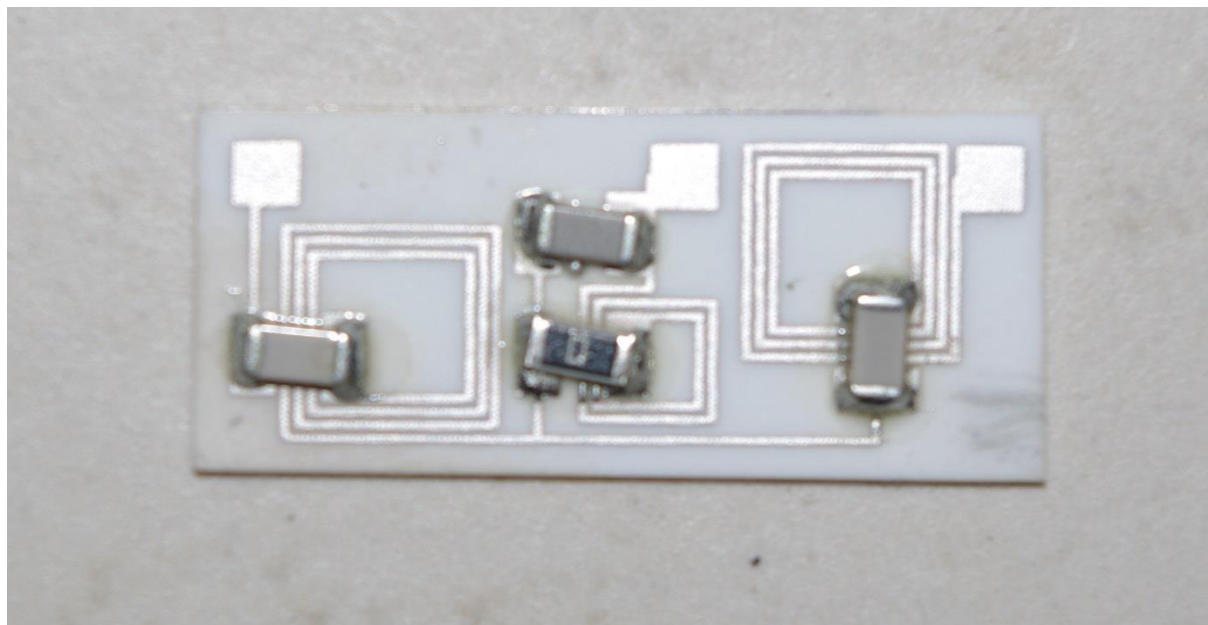
Propustné pásmo je poněkud užší, než jak bylo předpokládáno v návrhu. Na základě dosaženého výsledku je možno potvrdit, že tlustovrstvová technologie s tisknutým dielektrikem je vhodnou metodou pro realizaci nejen kmitočtových filtrů, ale obecně také pro realizaci mikrovlnných obvodů. Je nutné věnovat zejména pozornost návrhu pasivních prvků, a to jak realizaci tlustovrstvových kapacitorů, aby se zabránilo vzniku zkratů, tak také planárních cívek, kde přesnost jednoduchého analytického výpočtu je ovlivňována celou řadou technologických faktorů. Z toho je zřejmé, že je nutné spojit obvodové a technologické řešení do jednoho celku a provádět je současně.

4.4 Realizace a měření filtru se vsazovanými kondenzátory

4.4.1 Realizace filtru s vsazovanými kondenzátory

Realizace planárního filtru s kondenzátory s tisknutým dielektrikem prokázala dobrou reprodukovatelnost takovéto technologie realizace, nicméně s omezením týkajícím se možností vzniku svodů zapříčiněných nehomogenní dielektrickou vrstvou, v níž se v krajním případě může objevit zkrat.

Proto byl vytvořen další soubor vzorků filtru, kde byly namísto natisknutého užity vsazovací čipové kondenzátory. Na obr. 63 je zobrazen takto realizovaný filtr.



Obr. 63. Kmitočtový filtr se vsazovanými kondenzátory

Všechny kondenzátory jsou zde realizovány jako vsazovací čipové. Kromě své funkce plní ještě funkci vyvedení terminálů z cívek. Kromě těchto kondenzátorů je ještě jako vývode terminálu použit rezistor s nulovým odporem.

Stejně jako u filtru s tisknutým dielektrikem i zde bylo nutno vytvořit vodivou síť v níž jsou realizovány cívky. Použitá byla pasta vodivá pasta ESL 9695 – G popsaná v [18].

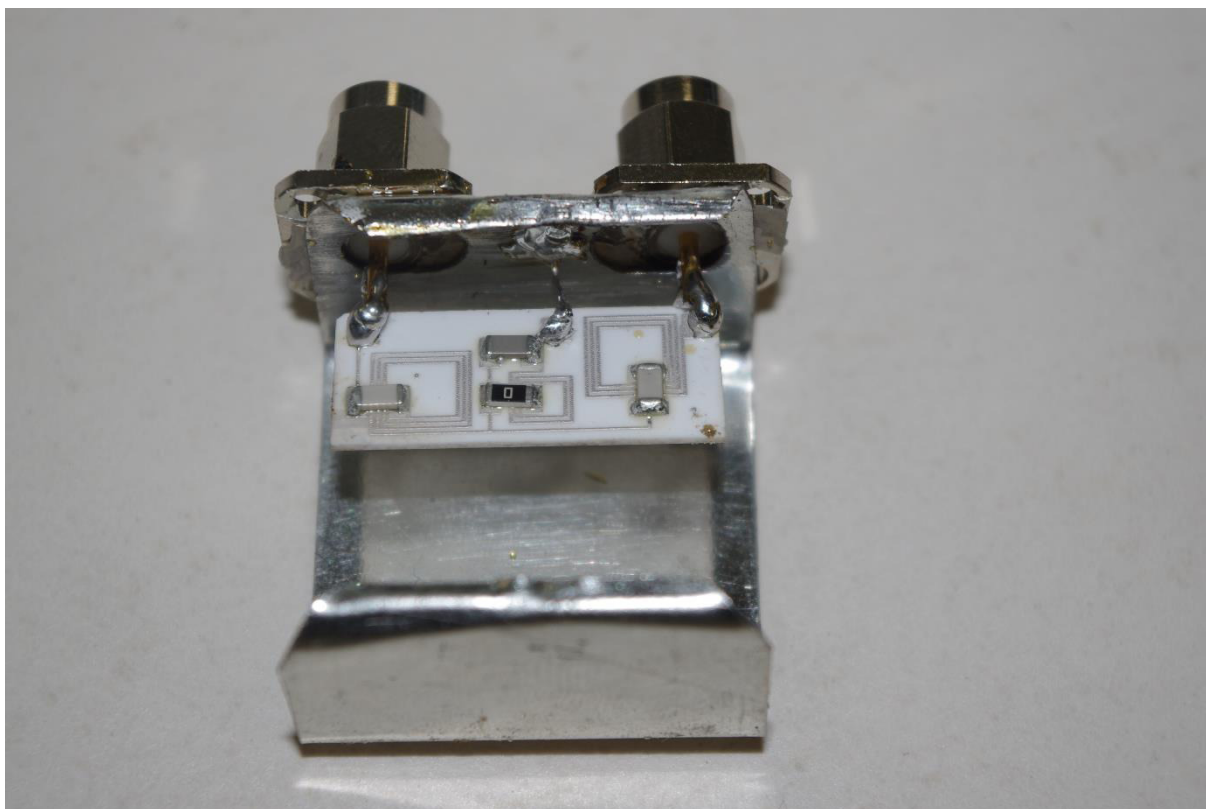
Další části obvodu byly už realizovány použitím vsazovacích součástek.

Samotný filtr je tentokrát umístěn na ploše o stranách 25 x 12,5 mm, na substrát o velikosti 50 x 50 mm je zde možno umístit osm takových obrazců. Důležitým faktem je, že vzhledem k absenci nutnosti zařadit do přípravy filtru i tisk krycích a dielektrických vrstev je celý síťotiskový proces zredukován na přípravu jediné vrstvy, již jsou realizovány jak cívky, tak i celá vodivá síť.

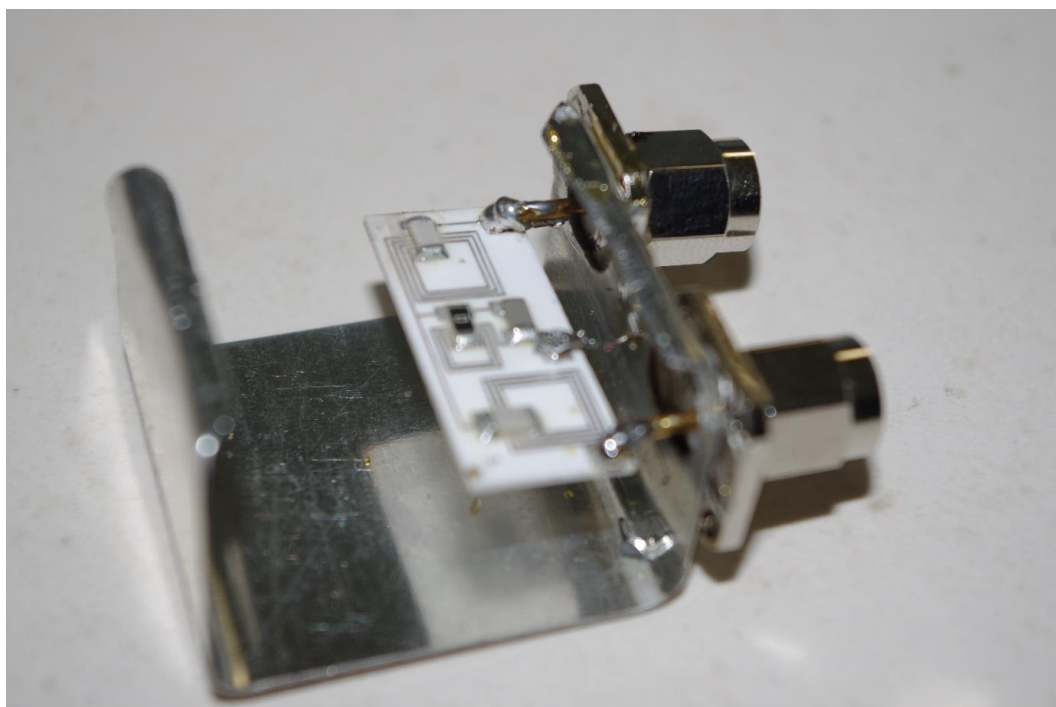
4.4.2 Měření filtru

I pro měření tohoto typu filtru byly použity kovové boxy opatřené SMA konektory jak je zobrazeno na obr. 64. K měření byl opět použit vektorový analyzátor Agilent Technologies, E8364B. Na obr. 64 a obr. 65 je pohled na zapouzdržené obvody.

Při měření byly použity stejné měřicí boxy jako v případě filtrů s tisknutým dielektrikem.



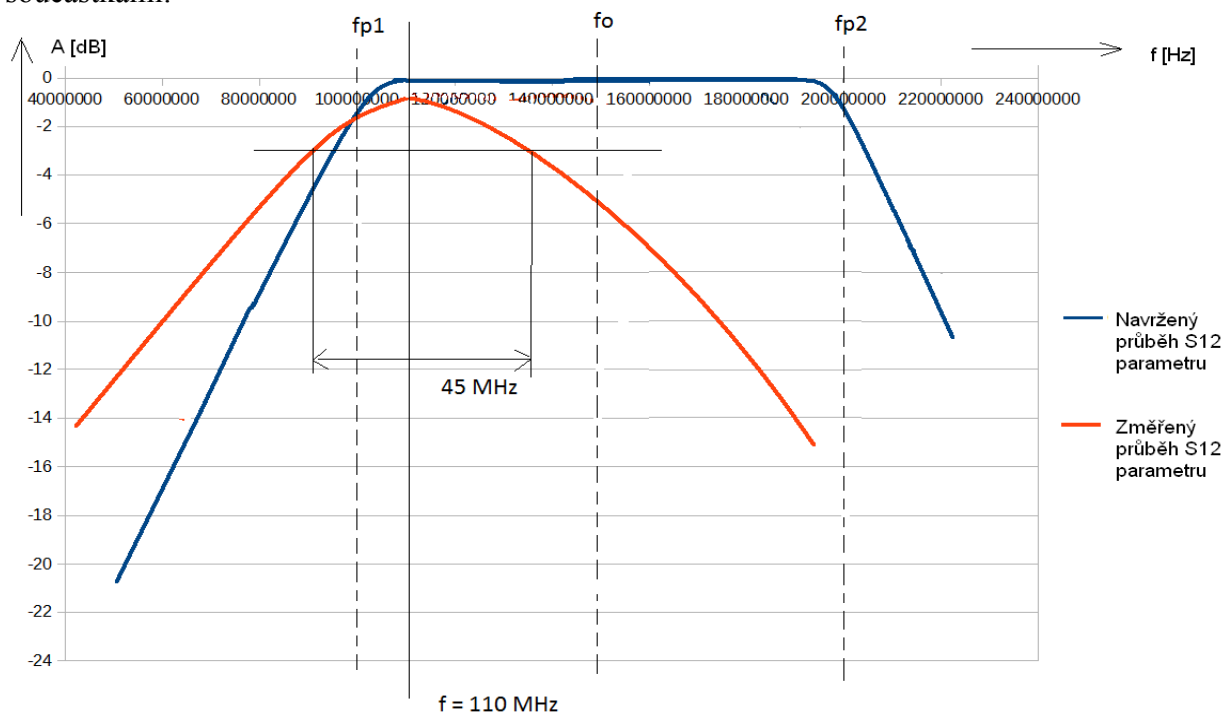
Obr. 64. Filtr se vsazovanými kondenzátory v boxu pro měření



Obr. 65. Umístění planárního filtru v boxu pro měření

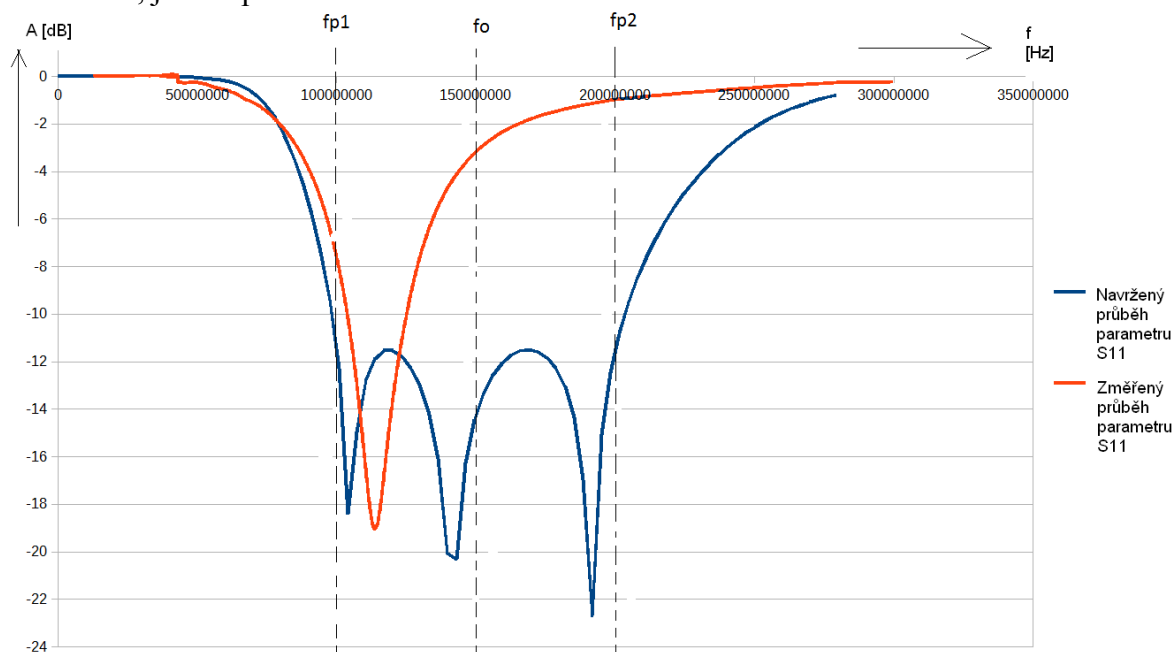
4.4.3 Dosažené výsledky

Na obr. 66 je uvedena amplitudová kmitočtová charakteristika filtru se vsazovanými součástkami.

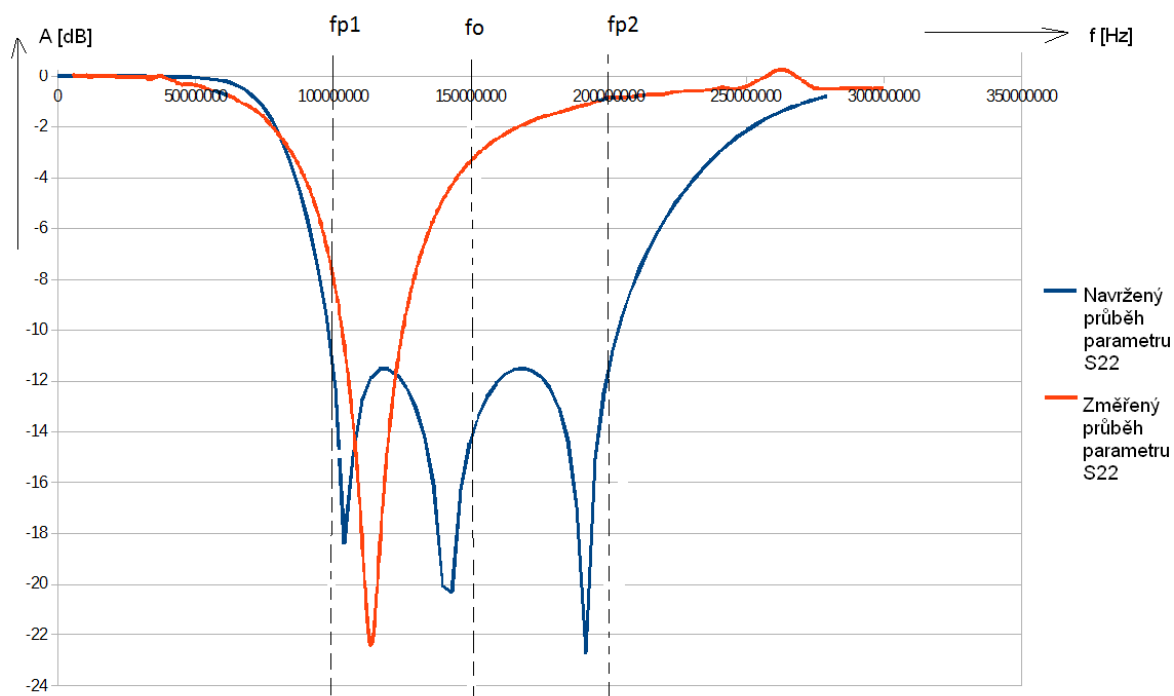


Obr. 66. Amplitudová kmitočtová charakteristika filtru se vsazovanými součástkami

Z obr. 66 je patrné, že propustné pásmo u filtru se vsazovanými součástkami není jednoznačně vymezeno jako oblast s nízkým útlumem. Maximum přenosu zde nastává přibližně pro 110 MHz. Zatímco dolní hranice propustného pásma zůstává přibližně zachována, je toto pásmo zúženo na oblast mezi 95 a 140 MHz.



Obr. 67. Průběh S11 parametrů filtru se vsazovanými součástkami



Obr. 68. Průběh S22 parametrů filtru se vsazovanými součástkami

Z obr. 67 a obr. 68 je patrné, že průběhy S11 jsou u filtru se vsazovanými součástkami téměř totožné. Pouze u S22 parametrů je na kmitočtu s maximálním přenosem zjištěna o něco nižší hodnota.

Z uvedeného měření je patrné, že u filtru s vsazovanými součástkami dochází k výraznému zúžení propustného pásma. Vzhledem k nízkým hodnotám indukčnosti u použitých cívek lze předpokládat, že toto je způsobeno parazitními indukčnostmi u vývodů (terminálů) vsazovaných součástek.

Protože tato indukčnost není zohledněna ve výpočtu kmitočtového filtru a vzhledem k velkému rozptylu jejích možných hodnot ji ani do tohoto výpočtu není možno efektivně zahrnout, vykazuje amplitudová kmitočtová charakteristika již zmíněné odchylky od očekávaného průběhu.

Tento fakt je tímto limitující pro realizaci kmitočtového filtru tlustovrstvovou technologií se vsazovanými součástkami.

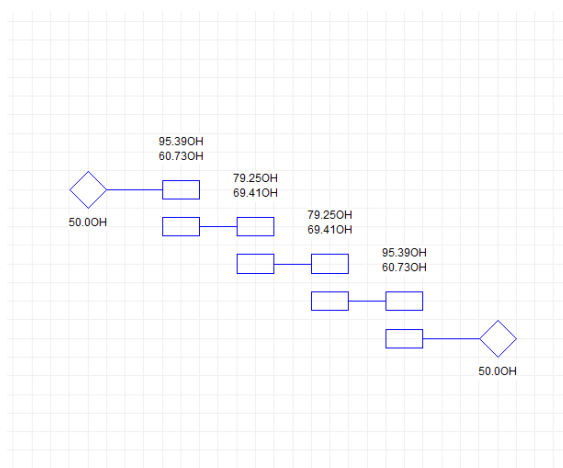
4.5 Charakterizace paralelně vázaného rezonančního filtru

4.5.1 Zařazení experimentu

Pro účely ověření byl navržen planární filtr třetího řádu s paralelně vázanými mikropásky. V [5] je uveden návrh planárního paralelně vázaného mikropáskového filtru s centrální hodnotou kmitočtu GHz, šířka propustného pásma je 200 MHz, jde tedy o filtr pracující v C-pásmu. V [5] je dále zahrnuta realizace tohoto planárního filtru, přičemž jako materiál vodivé sítě je použita pasta Pd-Ag. Jako základní substrát dále [5] uvádí korundovou keramiku (Al_2O_3) o síle 635 μm a permitivitou $\epsilon_r = 9.8$. Uvedený zdroj dále neuvádí vliv použitého materiálu vodivé sítě ani vliv tloušťky základního substrátu na charakteristiky struktury. Vliv tloušťky substrátu stejně jako vliv použitých aplikačních materiálů pro realizaci vodivé sítě jsou předmětem simulace.

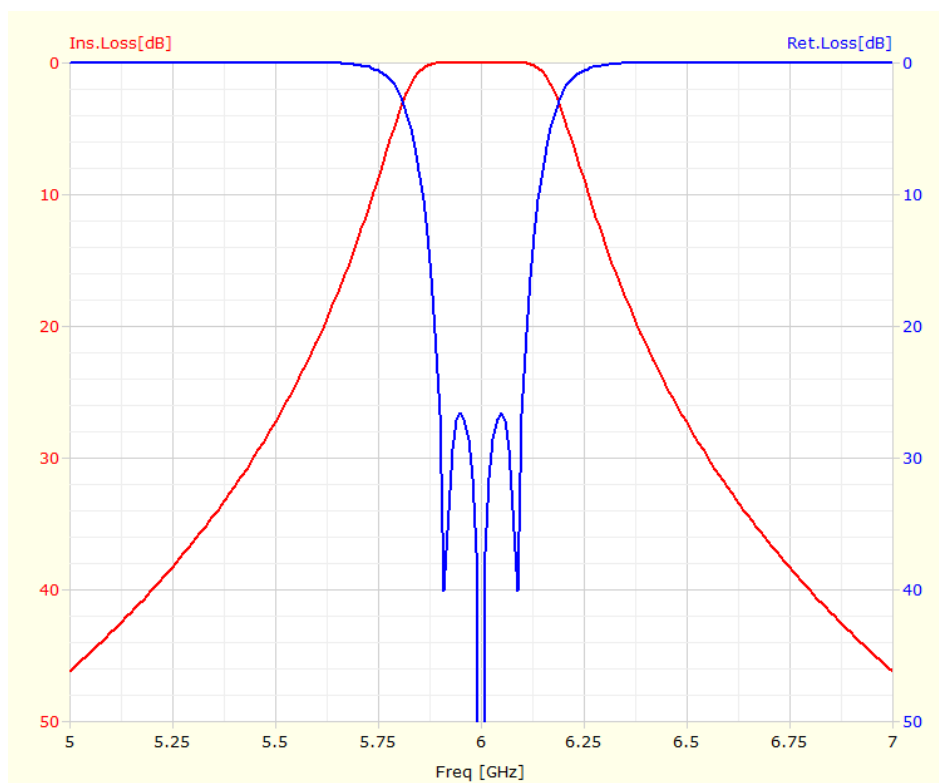
4.5.2 Teoretický návrh

Při daném kmitočtovém pásmu má systém filtru charakter struktury s rozloženými parametry. K návrhu byl užit návrhový systém Ansoft Designer, který je použit i k simulaci.



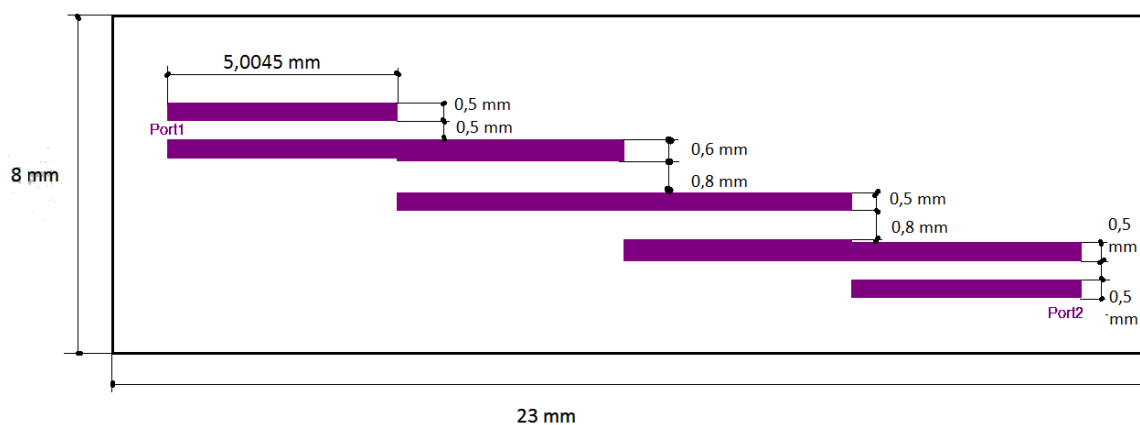
Obr. 69. Schéma paralelně vázaného mikropáskového filtru navrženého pro práci v C-pásmu

Na obr. 70 jsou uvedeny amplitudové kmitočtové charakteristiky S11 a S12.



Obr. 70. Navržené kmitočtové charakteristiky

Navržený filtr má formu paralelně vázaných mikropáskových vedení s rozměry uvedenými na obr. 71.



Obr. 71. Topologie navrženého filtru (souvislá zemní plocha je ze spodní strany substrátu)

Uvedený typ filtru byl zvolen na základě již zmíněného experimentu uvedeného v [5]. Pro zjednodušení není na obrázku zakreslena zemní vrstva, jež je znázorněna již na obr. 22.

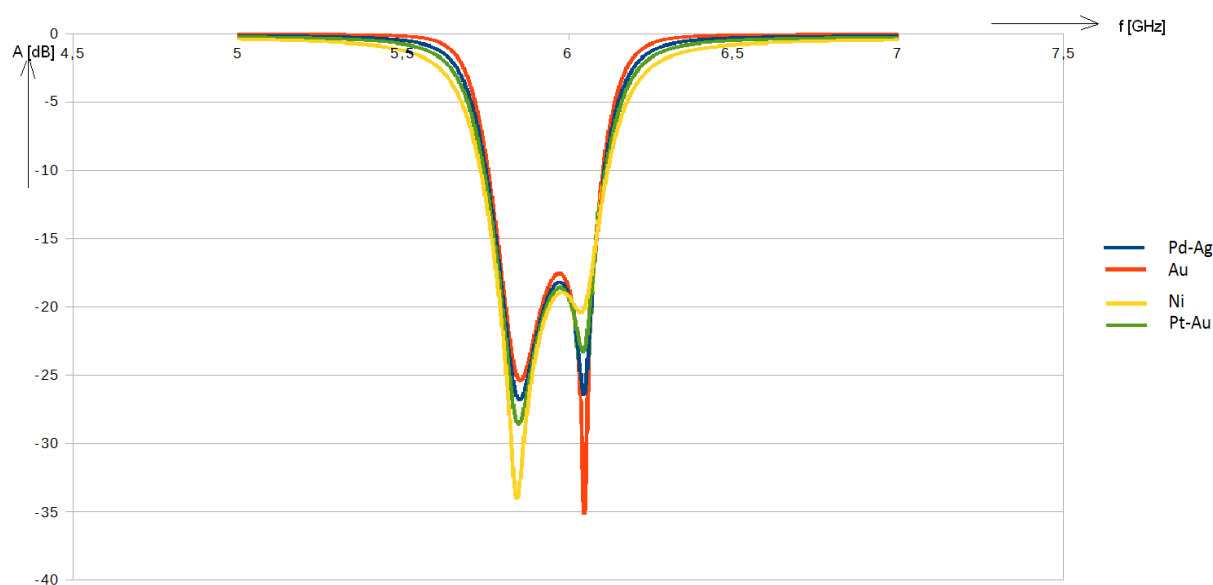
4.5.3 Simulace vlivu použitého typu vodivé pasty

U navrženého filtru byly uvažovány různé materiály použité pro realizaci vodivé sítě, mající formu paralelně vázaných mikropásků.

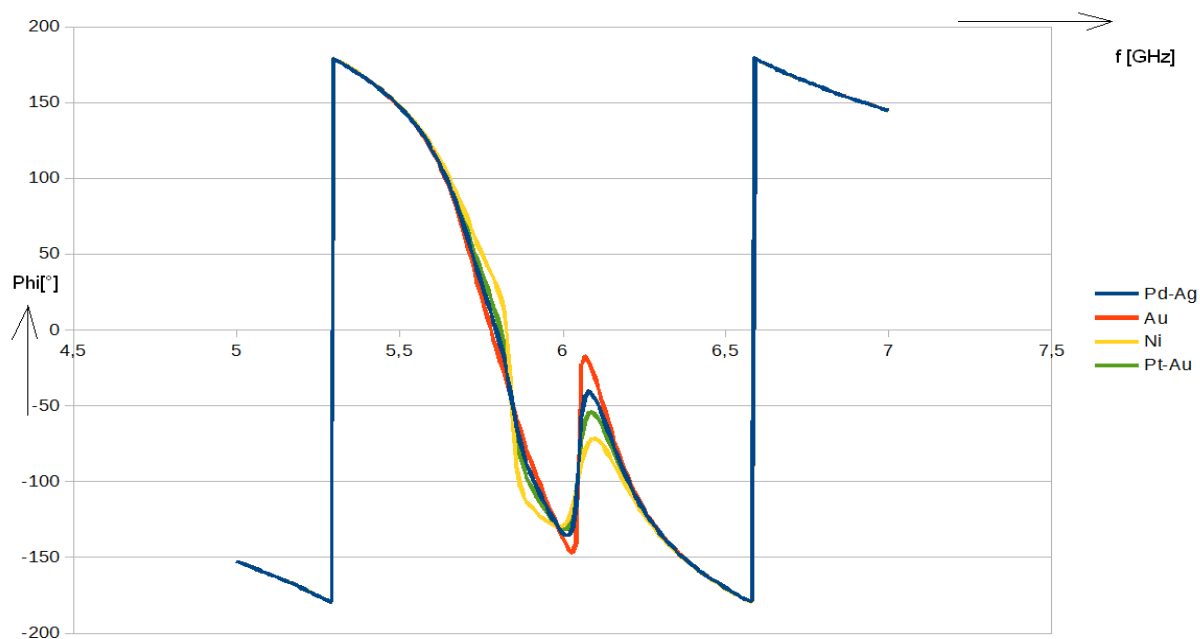
Tab. 9. Vlastnosti uvažovaných mikropásků

Obecné vlastnosti natisknutých mikropásků	
Síla natisknuté vrstvy	10 μm .
Uvažovaná nerovnost povrchu	1 μm .
Tloušťka substrátu	635 μm .
Vlastnosti použitých vodivých past	
Základní materiál vodivé pasty	Plošný odpor
Au	1 $\text{m}\Omega/\square$
Pt-Au	20 $\text{m}\Omega/\square$
Pd-Ag	10 $\text{m}\Omega/\square$
Ni	50 $\text{m}\Omega/\square$

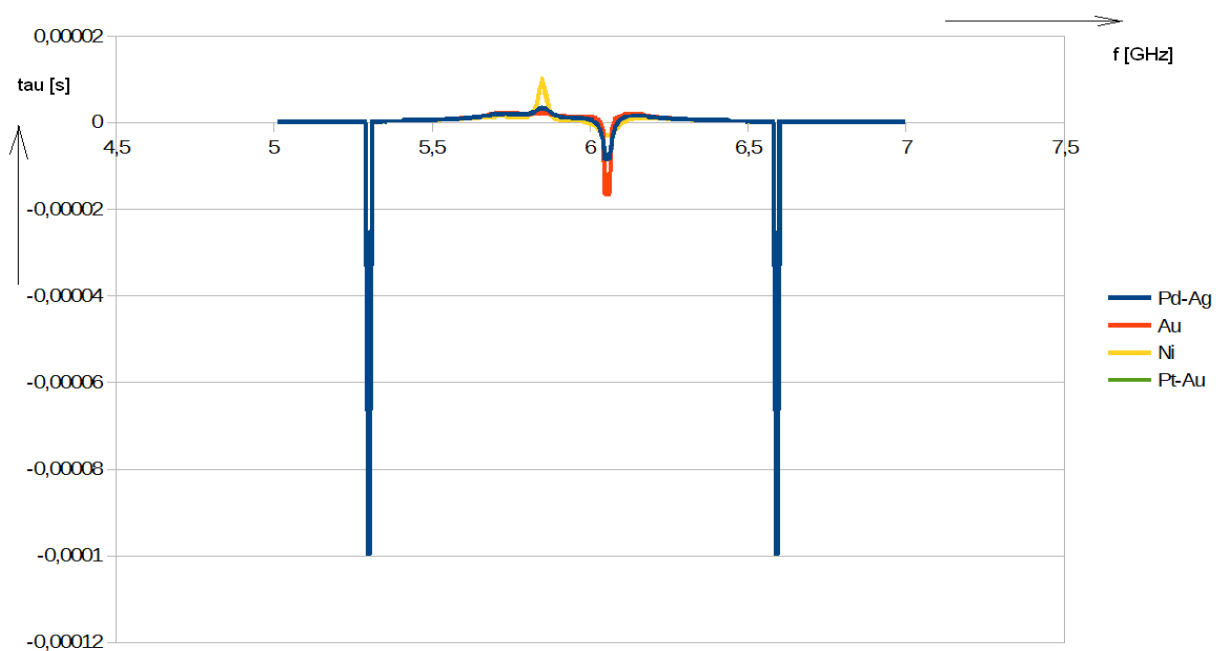
Byl simulován vliv použité tlustovrstvové vodivé pasty na průběh S11 a S12 parametrů [5].



Obr. 72. Průběh S11 amplitudové charakteristiky pro různé materiály použité jako funkční složka vodivých past

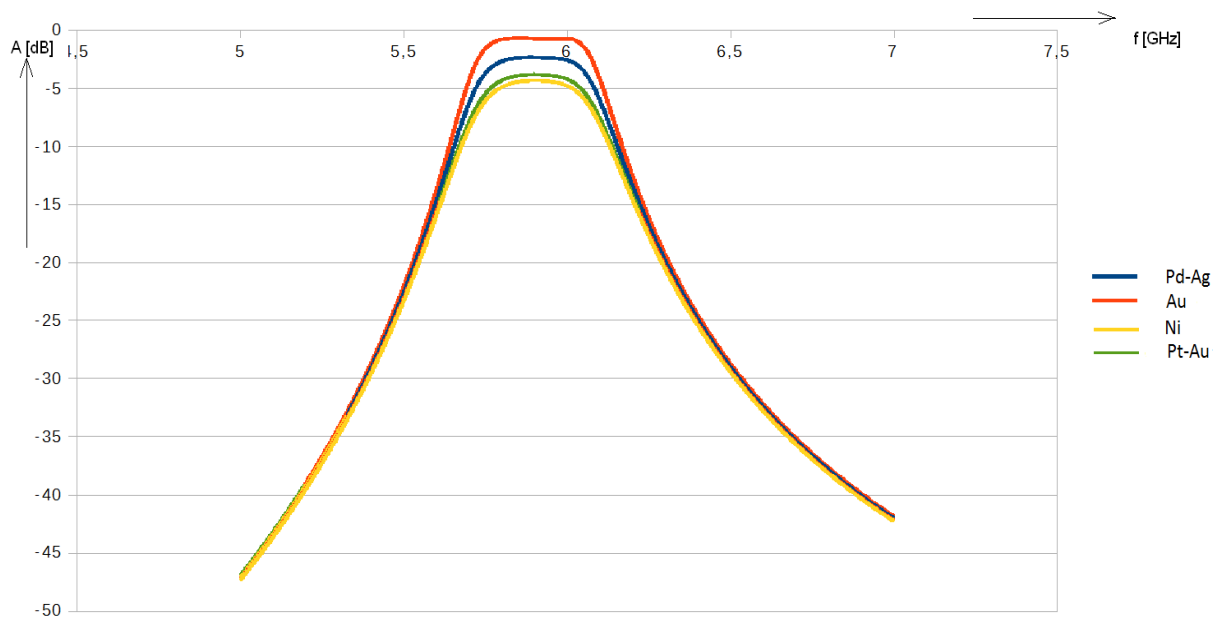


Obr. 73. Průběh S11 fázové charakteristiky pro různé materiály použité jako funkční složka vodivých past

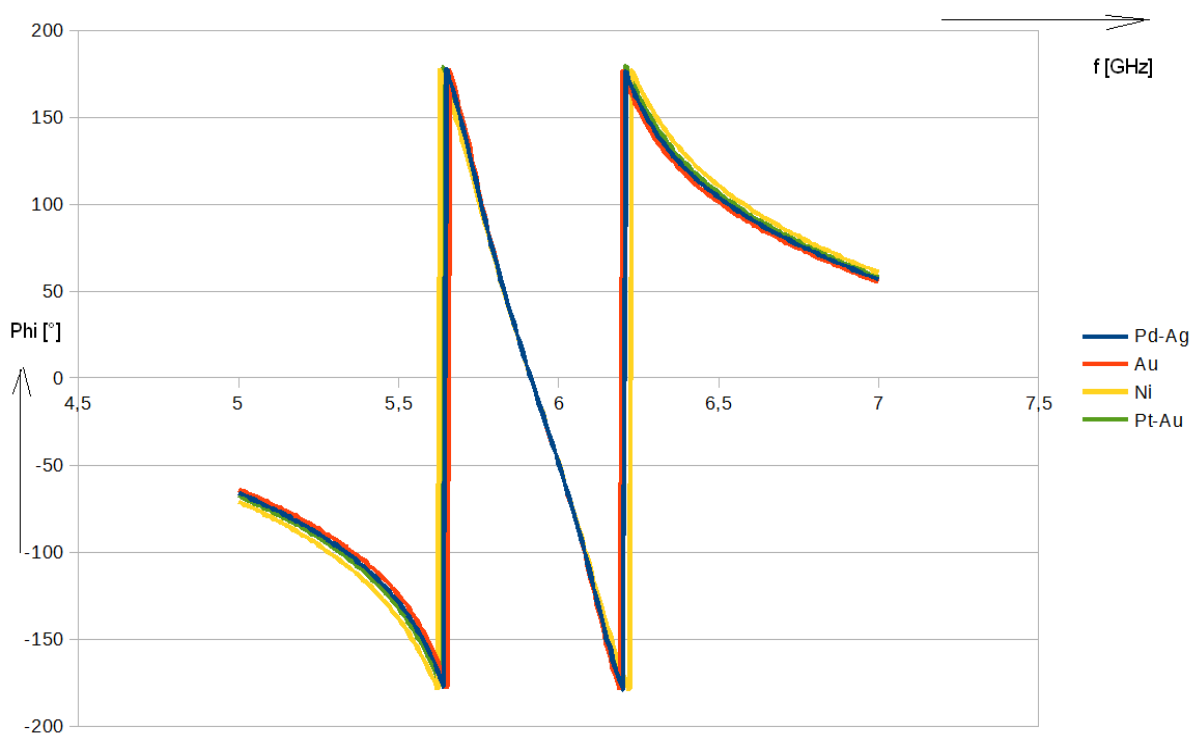


Obr. 74. Průběh S11 skupinového zpoždění pro různé materiály použité jako funkční složka vodivých past

Z obr. 72 je zřejmé, že druh použité tlustovrstvové pasty má vliv na minima S11 amplitudové charakteristiky. S11 fázová charakteristika (obr. 73) vykazuje rozdíly v oblastech lokálních minim a maxim a v jejich okolí.

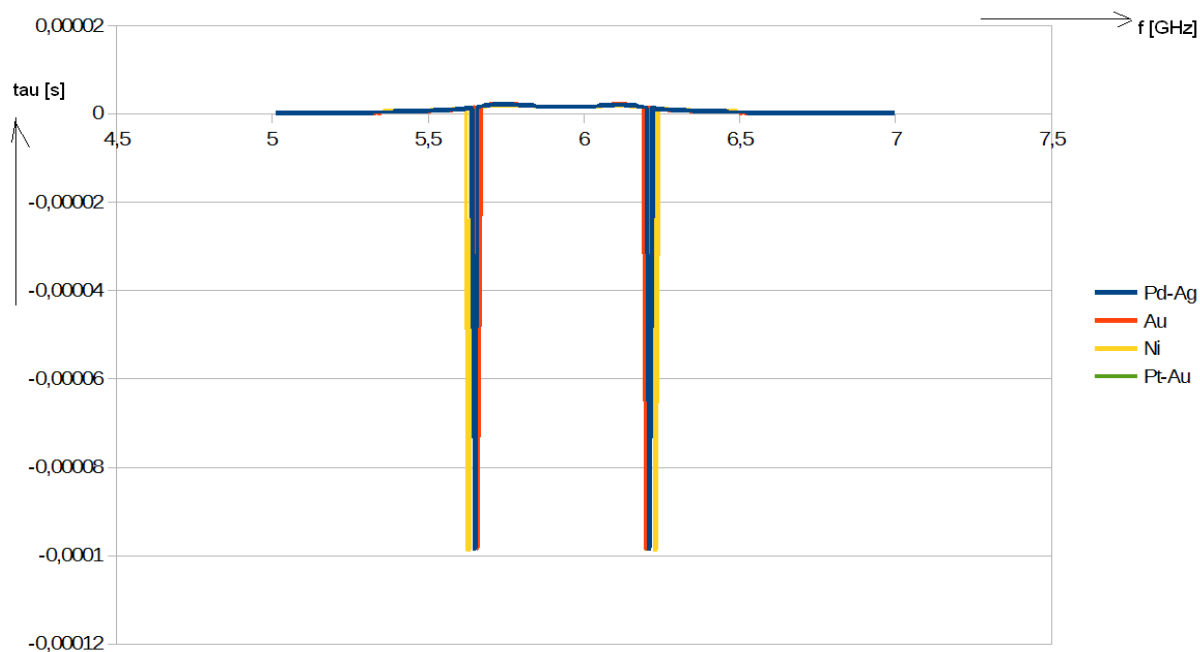


Obr. 75. Průběh S12 amplitudové charakteristiky pro různé materiály použité jako funkční složka vodivých past



Obr. 76. Průběh S12 fázové charakteristiky pro různé materiály použité jako funkční složka vodivých past

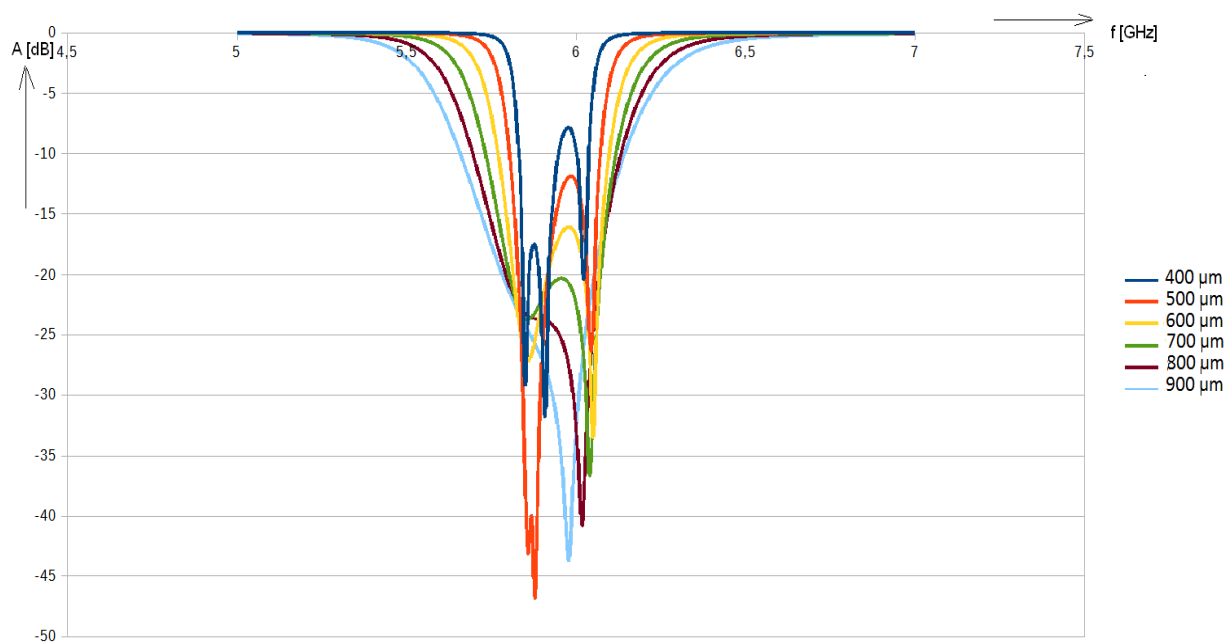
Amplitudová charakteristika na obr. 75 ukazuje, že použitá tlustovrstvová pasta má vliv na velikost útlumu v propustném pásmu.



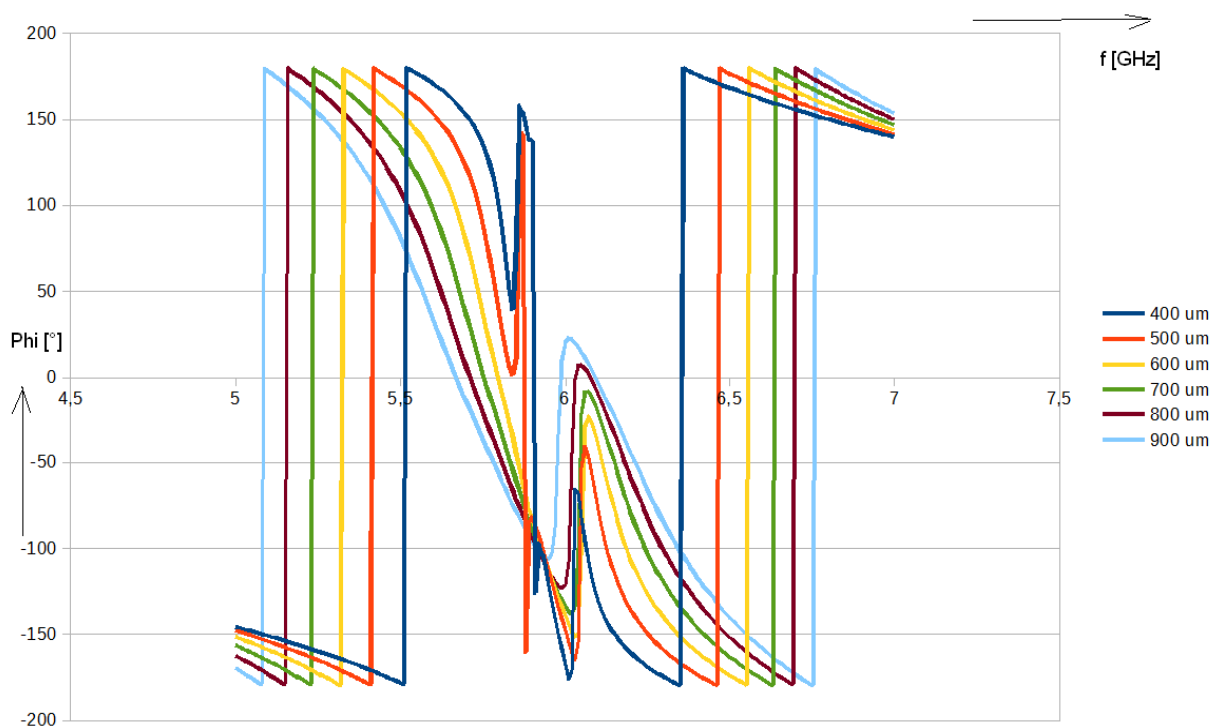
Obr. 77. Průběh S12 skupinového zpoždění pro různé materiály použité jako funkční složka vodivých past

4.5.4 Simulace vlivu tloušťky základního substrátu

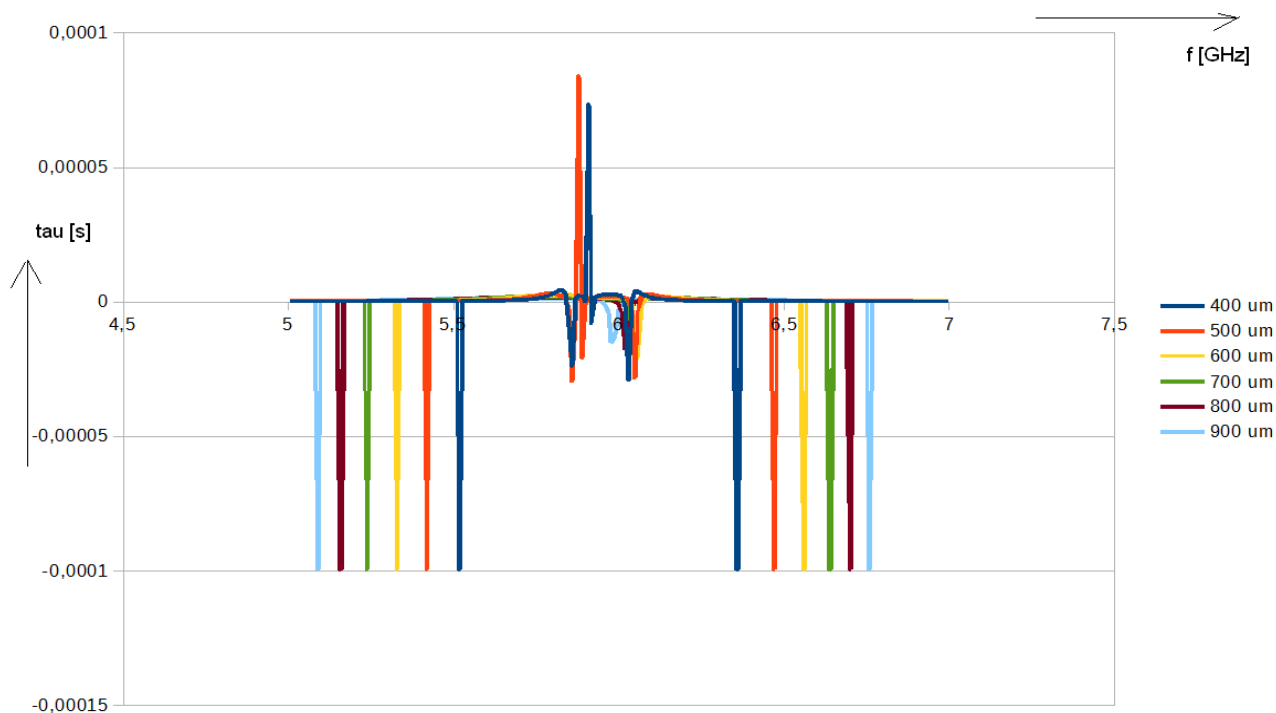
Bylo simulováno uspořádání s různou tloušťkou základního korundového substrátu (s permitivitou 9,8). Byla uvažována tlustovrstvová pasta na bázi zlata, přičemž simulována byla tloušťka substrátu v hodnotách 400, 500, 600, 700, 800 a 900 μm .



Obr. 78. Průběh S11 amplitudové charakteristiky pro různou tloušťku základního substrátu

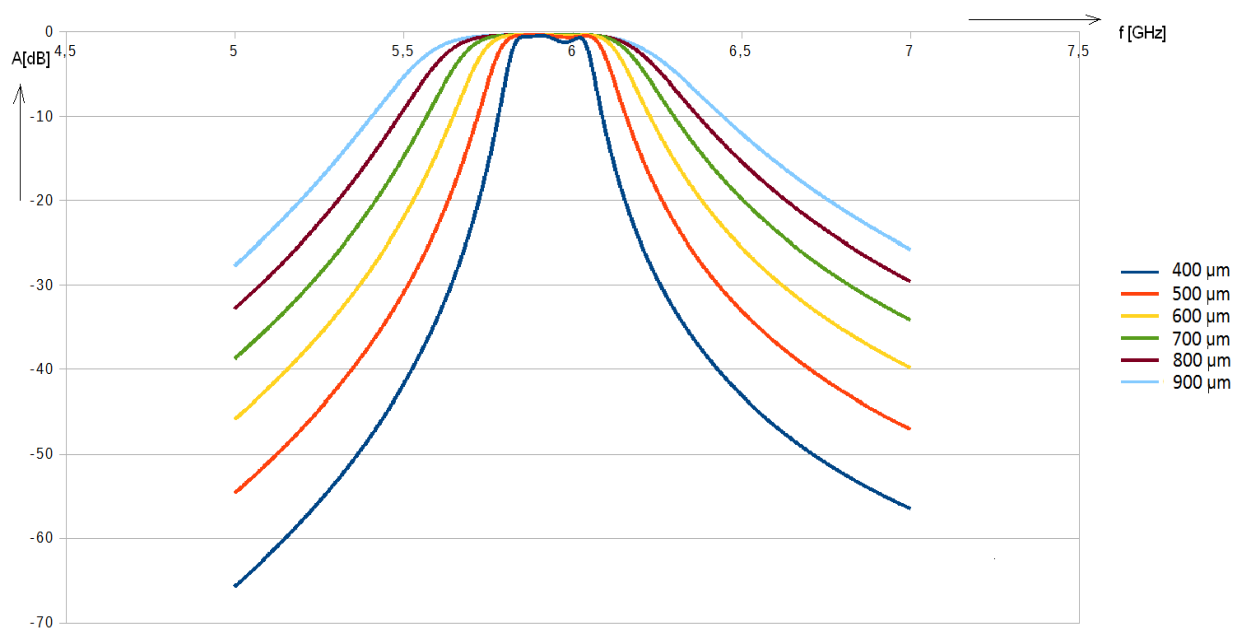


Obr. 79. Průběh S11 fázové charakteristiky pro různou tloušťku základního substrátu

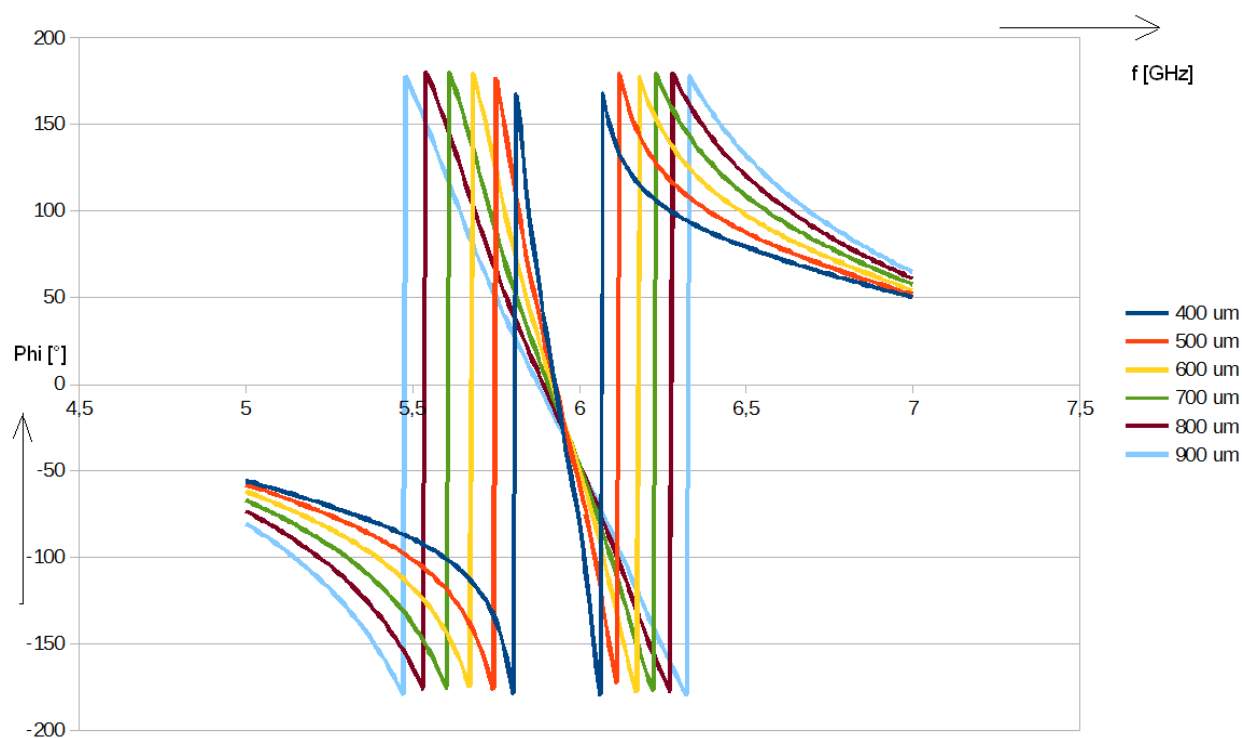


Obr. 80. Průběh S11 skupinového zpoždění pro různou tloušťku základního substrátu

Z obr. 78, obr. 79 a obr. 80 je zřejmé rozšíření propustného pásma se zvětšující se tloušťkou základního substrátu. To je dáno zmenšením kapcitní vazby mezi systémem filtru a zemní vrstvou. Na amplitudové charakteristice na obr. 78 lze rovněž pozorovat různý průběh minim charakteristiky.

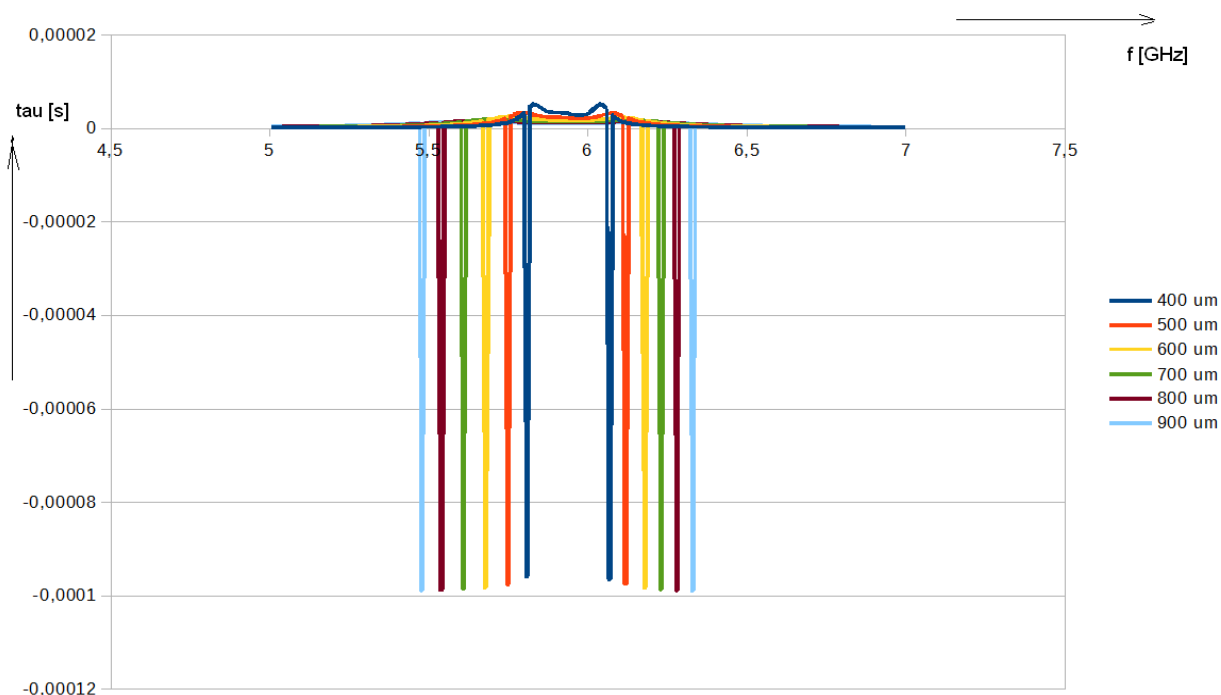


Obr. 81. Průběh S12 kmitočtové charakteristiky pro různou tloušťku základního substrátu



Obr. 82. Průběh S12 fázové charakteristiky pro různou tloušťku základního substrátu

Na obr. 81 lze opět pozorovat, že se zvětšující se tloušťkou základního substrátu se zvětšuje šířka propustného pásma. Současně klesá strmost charakteristiky na krajích tohoto pásma.



Obr. 83. Průběh S12 skupinového zpoždění pro různou tloušťku základního substrátu

4.5.5 Získané výsledky

Uvedená simulace ukázala vliv různých aplikačních materiálů na průběhy S11 a S12 parametrů na obr. 72, obr. 73, obr. 74, obr. 75, obr. 76 a obr. 77, přičemž jsou vyneseny amplitudové a fázové charakteristiky, tak i skupinová zpoždění. Použití pasty s větším plošným odporem při téže geometrii planárního paralelně vázaného filtru vede k většímu útlumu, což je zvláště zřejmé z obr. 60.

Ze simulace provedení filtru s různou tloušťkou základního substrátu na obr. 78, obr.79, obr.80, obr.81, obr.82 a obr.83 vyplývá, že se vzrůstající tloušťkou základního korundového substrátu dochází k rozšíření propustného pásma a rovněž strmost charakteristiky na krajích propustného pásma klesá. Maximum přenosu u amplitudové charakteristiky S12 na obr. 81 zůstává zachováno. Naproti tomu hodnota minim na obr. 78 amplitudové charakteristiky pro S11 kolísá mezi -20 a -50 dB. Se změnou šířky propustného pásma se mění i poloha minim u charakteristik skupinového zpoždění. Velikost těchto minim se nemění.

Vzhledem k nízké hodnotě měrného odporu lze u Au pasty docílit nízkých hodnot útlumu v přenosu v propustném pásmu. Tato výhoda je u tohoto typu pasty potom kompenzována vyšší cenou.

V případě různé tloušťky základního substrátu je žádoucí, aby hodnota skupinového zpoždění pro S12 byla konstantní pro nezakřivený přenos signálu v tomto pásmu. Uvedenému požadavku zde nejlépe vyhovuje uspořádání s tloušťkou 900 μm , kdy je též největší šířka propustného pásma. Pro docílení menší šířky pásma a vyšší selektivity potom možno volit vhodný kompromis mezi požadovanou šířkou pásma a stabilitou hodnoty skupinového zpoždění.

Paralelně vázaný mikropáskový rezonanční filtr s děleným propustným pásmem

4.5.6 Úvod

Paralelně vázaný mikropáskový filtr je rozšířeným systémem používaným k úpravě signálu a k vymezení požadované části kmitočtového spektra. V předchozí části této práce byla věnována pozornost simulaci typického provedení planárního kmitočtového filtru za účelem posouzení vlivu různých typů aplikačních materiálů stejně jako vlivu různé tloušťky základního korundového substrátu.

V této části bude pozornost věnována úpravě topologie planárního mikropáskového filtru, jejímž účelem je změna tvaru propustného pásma a rozdělení tohoto pásma na dvě části, přičemž tato dílčí propustná pásma budou oddělena pásmem s dostatečně vysokým útlumem. Cílem je vytvořit kombinaci filtru typu pásmová propust a pásmová zádrž (notch filter).

4.5.7 Teoretický návrh

Základem návrhu je běžná topologie paralelně vázaného kmitočtového filtru, který je zobrazen na obr. 84. Tento filtr je opět navržen s použitím Čebyševovy aproximace pro práci v C-pásmu s centrálním kmitočtem 6 GHz, filtr je třetího řádu. Změny tvaru kmitočtového pásma je dosaženo přidáním pahýlů o rozměrech čtvrtiny vlnové délky v prostředí dielektrika s permitivitou 9,8 a tloušťkou 635 μm .



Obr. 84. Topologie paralelně vázaného mikropáskového filtru třetího řádu

K topologii byly přidány pahýly o délce $\lambda/4$, aby bylo dosaženo útlumu právě uprostřed propustného pásma. Tato výsledná topologie je znázorněna na obr. 85.

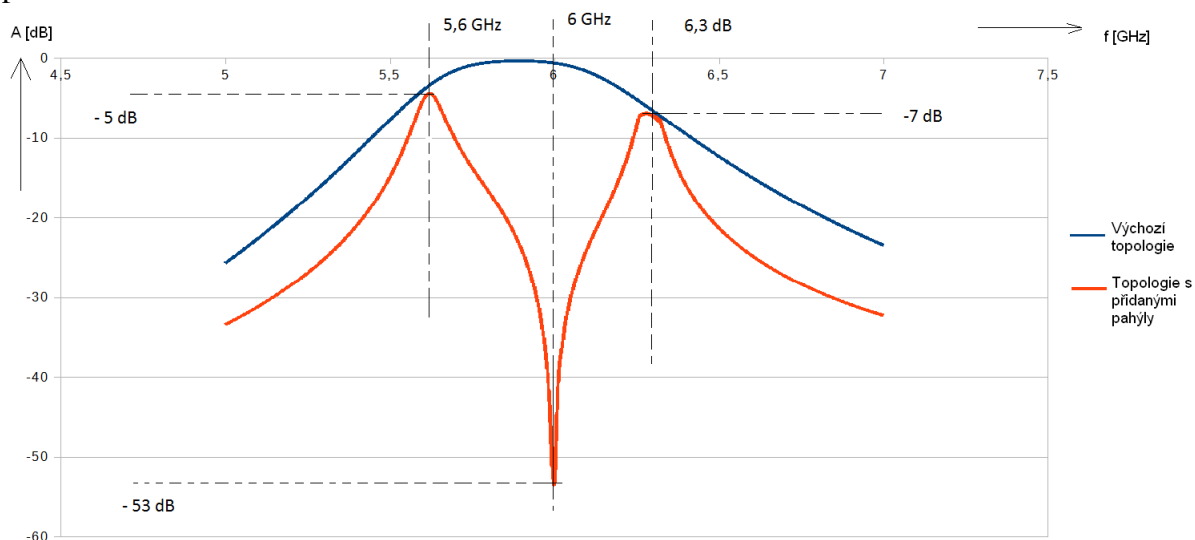


Obr. 85. Topologie paralelně vázaného mikropáskového filtru rozšířeného o dva pahýly blokující centrální kmitočet

Přidáním otevřeného vedení vznikne na konci pahýlů kmitná napětí, přičemž uzel napětí v blízkosti výstupní brány filtru blokuje centrální kmitočet, čímž je propustné kmitočtové pásmo rozděleno.

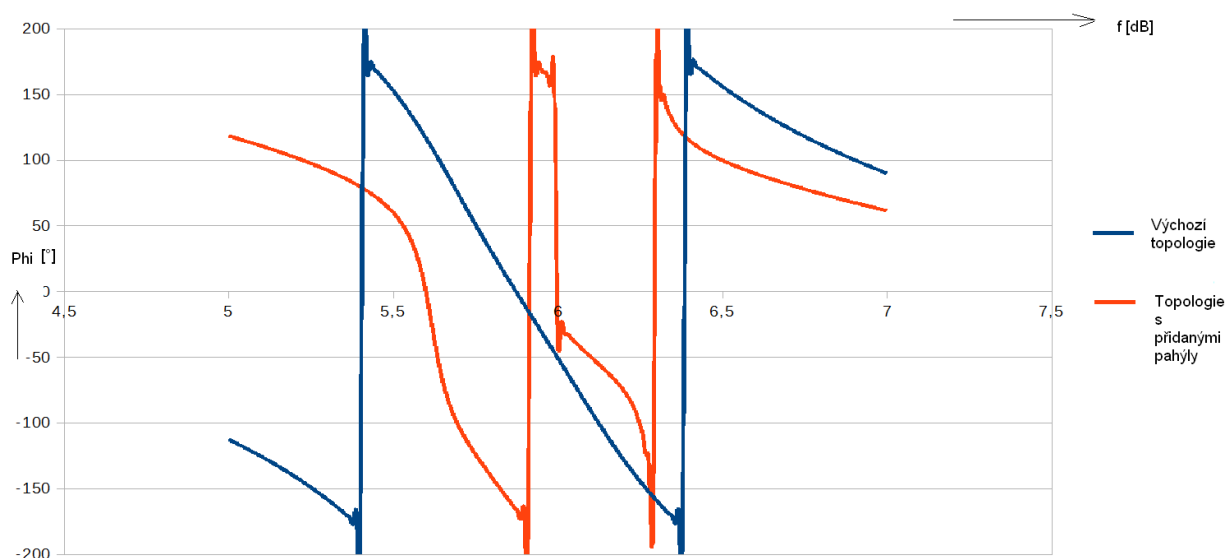
4.5.8 Simulace paralelně vázaného mikropáskového filtru s děleným propustným pásmem

Na obr. 86 je uvedeno porovnání kmitočtových amplitudových charakteristik pro S12 parametr.



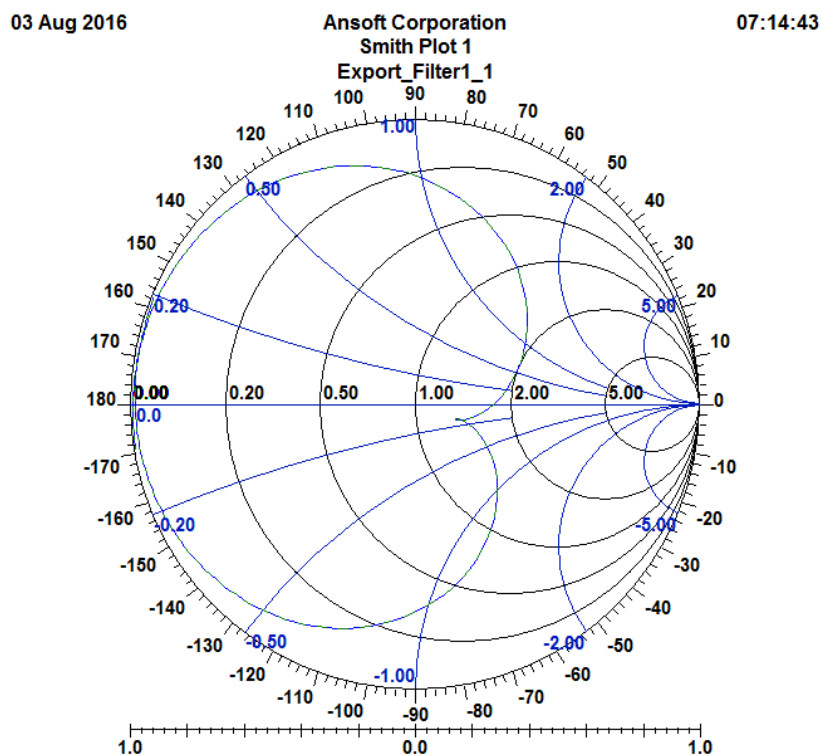
Obr. 86. Průběh S12 parametrů u navrženého filtru třetího řádu a u filtru s přidanými otevřenými pahýly- amplitudová charakteristika

Porovnání fázových charakteristik pro parametr S12 je uvedeno na obr. 87.

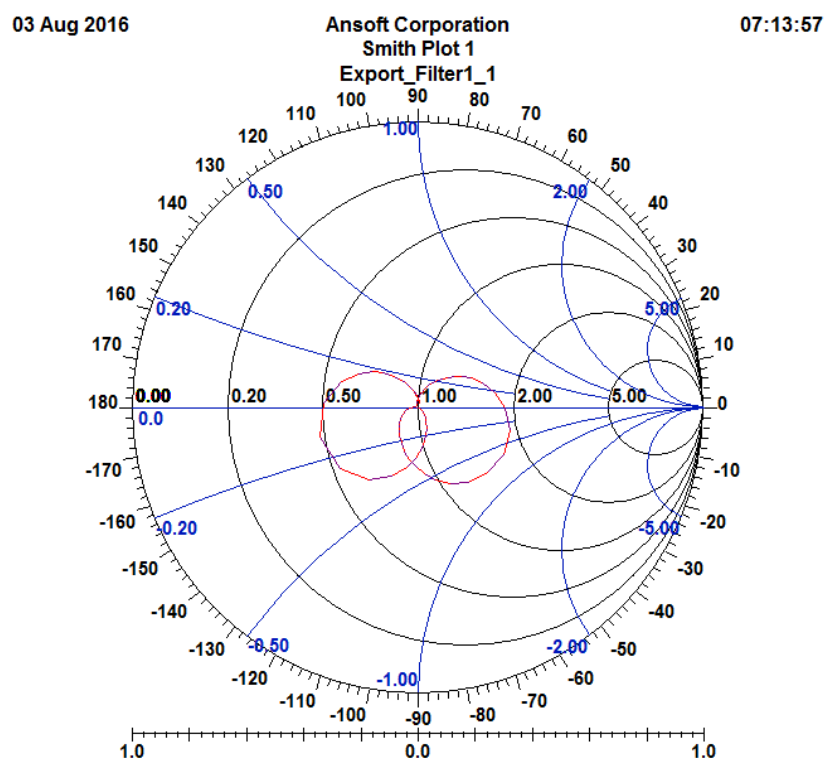


Obr. 87. Průběh S12 parametrů u navrženého filtru třetího řádu a u filtru s přidanými otevřenými pahýly – fázová charakteristika

Na obr. 88 je uveden Smithův diagram obvodu v původní topologii. Na obr. 89 je Smithův diagram filtru s otevřenými pahýly.



Obr. 88. Smithův diagram pro paralelně vázaný mikropáskový filtr s výchozí topologií



Obr. 89. Smithův diagram pro paralelně vázaný mikropáskový filtr s přidáním otevřených pahýlů

4.5.9 Získané výsledky

Z obr. 86 je zjevné, že úpravou planárního filtru přidáním otevřených pahýlů lze upravit kmitočtovou charakteristiku tak, že dojde k rozdělení propustného pásma na dvě části, přičemž tyto dílčí části jsou od sebe odděleny pásmem útlumu, které se nachází v oblasti centrálního kmitočtu. Výsledný obvod má tedy dvě blízká propustná kmitočtová pásma.

Přidané pahýly představují pásmovou zádrž, kdy vzhledem k délce $\lambda/4$ @ f_0 v daném prostředí vzniká na jejich konci kmitná napětí, přičemž uzel napětí na jejich začátku vede k eliminaci složky o kmitočtu právě f_0 . Začleněním pásmové zádrže do filtru typu pásmové propusti byl získán filtr spojující oba typy charakteristik. Vzhledem k vysoké selektivitě pásmové zádrže je minimum přenosové funkce na centrálním kmitočtu ostré.

Útlum na centrálním kmitočtu nastává přesně pro 6 GHz, přičemž dosahuje hodnoty -53 dB. Jednotlivá dílčí propustná pásma dosahují zisku -5 dB a -7dB a od centrálního kmitočtu jsou vzdálena 0,4 a 0,3 GHz.

Z obr. 86 je dále patrná vyšší strmost charakteristiky na bocích propustného pásma, a to jak po stranách původní charakteristiky, tak i u nově získaného pásma útlumu.

Důležité změny nastaly i u fázové kmitočtové charakteristiky, kde došlo rovněž k rozdělení charakteristiky na více částí.

Tyto důsledky lze aplikovat tam, kde je z nějakého důvodu žádoucí propustné kmitočtové pásmo rozdělit na více sekcí (např. selektivita přijímače). K získání přesného návrhu je nezbytné využití simulace.

5 Závěr

Náplní disertační práce bylo rozšíření poznatků ohledně realizace mikroelektronických struktur pro vysoké kmitočty. Tyto struktury mohou být dále vestavěny do složitějších systémů. U těchto systémů bývá kritickým faktorem jak provozní spolehlivost, tak i reprodukovatelnost a cena.

Pokrok v oblasti tlustovrstvových technologií, a to jak v dostupných materiálech, tak i v technologických procesech, posunul rozlišení na hodnoty řádově desítek až jednotek mikrometrů. Dnešní moderní fotolitografické techniky umožňují realizovat jak mikropásková vedení, tak elektronické prvky s rozloženými parametry s vysokou přesností a také reprodukovatelností, což v minulosti nebylo možné. Pro tlustovrstvou technologii se otevírá možnost významných aplikací v oblasti mikrovlnné techniky.

Práce je rozdělena na části, v nichž jsou rozebrány návrh a realizace jednotlivých typů funkčních struktur, které tvoří základ velkého množství elektronických systémů v současnosti využívaných. Celkově je práce zaměřena na realizaci obvodů na bázi keramických substrátů, přičemž samotné funkční struktury jsou zde realizovány metodou keramických tlustovrstvových past, které jsou po natisknutí a zasušení vypáleny a získají požadované elektrické a mechanické vlastnosti. Dosažené výsledky jsou následující:

1. Byl vytvořen soubor tlustovrstvových interdigitálních kondenzátorů. Tyto kondenzátory byly realizovány na korundové keramice tlustovrstvovou technologií, přičemž celý systém kapacitní struktury je vytvořen v jedné vrstvě. U těchto kondenzátorů byl sledován vliv šířky izolační mezery na celkovou velikost kapacity. Pro měření byla použita rezonanční metoda. Pro daný rozsah šíře izolační mezery nebyl nicméně patrný žádný významný trend změny celkové kapacity na šířce izolační mezery. Byl rovněž testován vliv použitého materiálu u základního substrátu. Simulací bylo zjištěno, že elektrická indukce u korundové keramiky dosahuje vlivem vysoké permitivity vyšších hodnot. Kapacitu lze dále zvýšit zařazením společné zemní plochy.

2. Byl vytvořen soubor planárních cívek. Tyto cívky byly natištěny na korundovém substrátu tlustovrstvovou keramickou pastou ve tvaru pravoúhlých závitnic. Byly vytvořeny dva korundové substráty, kde na každém jsou umístěny čtyři totožné cívky. Byla sledována velikost indukčnosti, dále rozptýl této hodnoty u jednotlivých vzorků. Dané měření bylo dále podpořeno simulací ve výpočetním systému ANSYS, kde bylo cílem určit velikost a tvar generovaného magnetického pole cívky, kterou protékal stálý proud. Byla modelována cívka se stejnými geometrickými rozměry a fyzikálními vlastnostmi, jako byly cívky realizované a proměřované. Dále bylo provedeno určení celkové velikosti generovaného magnetického indukčního toku a určení indukčnosti, za účelem ověřit výsledky získané předchozím měřením. Výsledky simulace potvrdily hodnoty získané měřením. Pro prověření kmitočtových vlastností tlustovrstvových cívek byly provedeny simulace již realizované cívky na různých typech substrátu a s konfigurací se zemní plochou a bez této plochy. Z výsledků je potom zřejmé, že cívka bez zemní plochy, a tím s mnohem menší hodnotou parazitní kapacity, je použitelná do kmitočtů v řádech v jednotkách GHz, zatímco cívka s touto plochou pouze do stovek MHz.

3. Návrh a realizace planárního kmitočtového filtru třetího řádu. Tento kmitočtový filtr byl navržen v systému Ansoft Designer, přičemž byla využita Čebyševova aproximace. Následně byl vytvořen layout pro vytvoření šablon pro tlustovrstvovou technologii. Uvedený filtr je složen z cívek a kondenzátorů, přičemž tyto kondenzátory jsou realizovány jako vrstvé, s natisknutým dielektrikem. Pro vlastní měření kmitočtových charakteristik bylo

dále vytvořeno kovové pouzdro opatřené SMA konektory. Měření probíhalo na vektorovém analyzátoru Agilent Technologies, E8364B. Získaná amplitudová kmitočtová charakteristika ovšem vykazuje menší šířku propustného pásma, než byla teoreticky navržena. Výsledky jsou ovlivněny vznikem parazitní nuly přenosu, která je důsledkem parazitní induktivní vazby mezi cívkami, která je příčinou snížení horního mezního kmitočtu.

4. Problémem u struktur s natisknutým dielektrikem je možnost vzniku parazitních svodů, popř. i zkratu. Toto riziko lze snížit použitím více vrstev tvořících dielektrikum kondenzátoru. Toto řešení nicméně povede k větší tloušťce dielektrika, a tím i k nárůstu plochy kondenzátoru, která je potřebná pro zachování požadované kapacity. Proto byla vytvořena další varianta filtru, kde byly místo tištěných kondenzátorů použity kondenzátory vsazované. Uvedené řešení nicméně vykazuje další zúžení propustného kmitočtového pásma. Navíc zde dochází ke snížení strmosti na okrajích propustného pásma. Tento fakt je pravděpodobně způsoben vznikem dalších induktivních struktur tvořených terminály vsazovaných součástek.

5. Byl navržen planární paralelně vázaný kmitočtový filtr pro C-pásmo s centrálním propustným kmitočtem 6 GHz za použití návrhové systému Ansoft Designer. Jde o filtr třetího řádu, tvořený paralelně vázanými mikropásky, přičemž byla využita Čebyševova aproximace. Pozornost byla věnována použití různých typů aplikačních materiálů (tlustovrstvových past), přičemž simulací byly prověřeny charakteristiky filtru. Použitý typ tlustovrstvové pasty zde ovlivňuje útlum na centrálním kmitočtu. Nejvhodnější pastou pro realizaci vodivé sítě je podle měření pasta na bázi Au, jež se nicméně vyznačuje i vyšší cenou. Dále byl simulací prověřen vliv tloušťky základního korundového substrátu, přičemž bylo zjištěno, že s rostoucí tloušťkou se zvětšuje šířka propustného pásma, což je způsobeno klesající hodnotou kapacity mezi systémem planárního filtru a zemní vrstvou. Při vyšší tloušťce substrátu je též dosaženo i stabilnější hodnoty skupinového zpoždění v propustném pásmu, což vede k nižšímu zkreslení signálu. Simulace představují rozšíření poznatků z experimentu provedeném v [5]. Výsledky budou publikovány na konferenci IMAPS 2016.

6. Pro rozšíření aplikačních možností planárního mikropáskového filtru byl vytvořen experimentální návrh filtru kombinujícího typ kmitočtové propusti s kmitočtovou zádrží. Návrh planárního mikropáskového paralelně vázaného filtru pro C-pásmo byl upraven tak, aby bylo propustné pásmo rozděleno na dvě části, přičemž mezi těmito částmi se bude nacházet oblast útlumu. Toho bylo docíleno zařazením otevřených pahýlů o délce $\lambda/4$ při centrálním kmitočtu, přičemž tyto pahýly blokují centrální kmitočet.

Na základě teoretických předpokladů a provedených experimentů lze konstatovat, že planární struktury se soustředěnými parametry lze v závislosti na konfiguraci používat do kmitočtů do řádově jednotek GHz, v případě struktur se zemní plochou lze tyto prvky používat do kmitočtů řádově ve stovkách MHz. Zejména u cívek se při vyšších kmitočtech negativně projevuje kapacitní vazba mezi systémem cívky a zemní plochou, což vede k výraznému zhoršení vlastností. Pro dosažení lepších výsledků lze nahradit keramickou technologii technologií založenou na PTFE, jež ve srovnání s jinými organickými substráty vykazuje stabilní hodnotu permitivity i při vyšších kmitočtech. Jiná je situace u obvodů s rozloženými parametry, kde navrhovaná nová technologie umožňuje realizaci obvodů s rozloženými parametry (vytvořené tlustovrstvou technologií na základě optimalizace jednotlivých kroků) do kmitočtu min. 10 GHz s reprodukovatelnými výsledky.

Použití hybridní technologie kombinující planární struktury se vsazovanými prvky vede k zanesení velkého množství parazitních vazeb, použití vsazovaných kondenzátorů pro vyvedení terminálů z cívek se ukázalo jako nevhodné. Mnohem lepších výsledků bylo dosaženo realizací všech obvodových prvků pouze tlustovrstvou technologií.

Simulací byl dále ověřen vliv různých typů tlustovrstvových past na vlastnosti realizovaného mikropáskového filtru. Zde bylo nejlepších výsledků dosaženo pro pastu na bázi Au. Pro vliv tloušťky základního substrátu na vlastnosti mikropáskového filtru planí, že nejstabilnější hodnoty skupinového zpoždění, a tím nejmenšího zkreslení signálu, je docíleno při tloušťce substrátu na horní hranici testovaného rozsahu.

Jako hlavní disertabilní výsledek práce považuji návrh a ověření tlustovrstvé technologie tisku mikrovlnných obvodů se soustředěnými i s rozloženými parametry. Tato nová technologie umožňuje realizaci obvodů s rozloženými parametry (vytvořené tlustovrstvou technologií na základě optimalizace jednotlivých kroků) do kmitočtu min. 10 GHz s reprodukovatelnými výsledky. V práci je popsán návrh a ověření pásmové propusti pro kmitočty z pásma C. Optimalizace technologie byla umožněna počítačovým modelováním struktur a jejich následným experimentálním vyhodnocením.

Uvedené oblasti je možno dále rozvíjet. Lze například optimalizovat uspořádání prvků na substrátu u planárního kmitočtového filtru se soustředěnými parametry za účelem odstranění nežádoucích vazeb a minimalizace útlumu, prověřovat vliv jiných substrátů na průběh kmitočtových charakteristik u mikropáskového paralelně vázaného filtru nebo tento typ filtru kombinovat s diskretními součástkami.

V dalším výzkumu bych se chtěl zaměřit na modelování, simulaci, realizaci a experimentální ověřování struktur, u nichž relace mezi odezvou a budicí veličinou obsahuje derivaci nebo integrál necelistvého řádu (tzv. fraktální struktury či obvody). Realizace bude v tlustovrstvé technologii s využitím RC struktur s rozloženými parametry. Aplikace předpokládáme v oblasti mikrovlnných kmitočtových filtrů, rekonfigurovatelných filtrů či přeladitelných oscilátorů.

6 Seznam obrázků

OBR. 1. TYPY VEDENÍ PRO VYSOKÉ KMITOČTY [2].....	6
OBR. 2. TYPICKÝ VZHLED REALIZOVANÉ ODPOROVÉ VRSTVY	16
OBR. 3. RŮZNÉ ZPŮSOBY DOSTAVOVÁNÍ REZISTORŮ: A) REZISTOR BEZ DOSTAVOVÁNÍ, B) REZISTOR S DRÁŽKOU VE TVARU "I", C) REZISTOR S DRÁŽKOU VE TVARU "L" D) REZISTOR S NÁHODNĚ ROZMÍSTĚNÝMI KRUHY	17
OBR. 4. SIMULACE HODNOTY VÝKONOVÉ ZTRÁTY V PLOŠE TLV REZISTORU [37]	17
OBR. 5. USPOŘÁDÁNÍ INTERDIGITÁLNÍHO KONDENZÁTORU	18
OBR. 6. USPOŘÁDÁNÍ KONDENZÁTORU S TIŠTĚNÝM DIELEKTRIKEM	20
OBR. 7. NÁHRADNÍ OBVOD KONDENZÁTORU	21
OBR. 8. USPOŘÁDÁNÍ PRAVOÚHLÉ CÍVKY	22
OBR. 9. NÁHRADNÍ SCHÉMA TLUSTOVRSTVOVÉ CÍVKY	23
OBR. 10. STRUKTURA S ROZLOŽENÝMI PARAMETRY RC [1]	24
OBR. 11. STRUKTURA RCNR S ROZLOŽENÝMI PARAMETRY [1].....	25
OBR. 12. ZNÁZORNĚNÍ STRUKTURY S ROZLOŽENÝMI PARAMETRY [19].....	25
OBR. 13. STRUKTURA SLOŽENÁ Z ROZLOŽENÝCH I ZE SOUSTŘEDĚNÝCH OBVODOVÝCH PRVKŮ	28
OBR. 14. OBVOD S ROZLOŽENÝMI PARAMETRY SLOŽENÝ ZE ZDROJE, VEDENÍ A ZÁTĚŽE.....	28
OBR. 15. AMPLITUDA NAPĚTÍ NA VEDENÍ ZNÁZORNĚNÁ JAKO VEKTOROVÝ SOUČET DVOU KOMPLEXNÍCH ČÍSEL.....	30
OBR. 16. ZNÁZORNĚNÍ ZMĚNY NAPĚTÍ NA VEDENÍ VE VZDÁLENOSTI "D" FORMOU VEKTORŮ	31
OBR. 17. HODNOTA CELKOVÉHO NAPĚTÍ $ V(D) $ V ZÁVISLOSTI NA POLOZE.....	31
OBR. 18. ČTYŘBRAN MODELUJÍCÍ SMĚROVOU ODBOČNICI.....	32
OBR. 19. USPOŘÁDÁNÍ MIKROPÁSKOVÉ ODBOČNICE Z VÁZANÉHO VEDENÍ.....	33
OBR. 20. PROVEDENÍ REZONÁTORU Z ÚSEKU OTEVŘENÉHO NESYMETRICKÉHO VEDENÍ [5]....	34
OBR. 21. NÁHRADNÍ OBVOD MIKROPÁSKOVÉHO REZONÁTORU Z ÚSEKU OTEVŘENÉHO NESYMETRICKÉHO VEDENÍ [5].....	34
OBR. 22. SYSTÉM PARALELNĚ VÁZANÉHO PLANÁRNÍHO MIKROPÁSKOVÉHO FILTRU	35
OBR. 23. NÁHRADNÍ OBVOD PLANÁRNĚ VÁZANÉHO MIKROPÁSKOVÉHO FILTRU [32]	36
OBR. 24. ZNÁZORNĚNÍ PRŮBĚHU IMPEDANCE V ZÁVISLOSTI NA KMITOČTU U TŘÍ RŮZNÝCH OBVODŮ	36
OBR. 25. SMITHŮV DIAGRAM	37
OBR. 26. ISHIKAWŮV DIAGRAM PRO PROCES SÍTOTISKU [5].....	39
OBR. 27. ZÁVISLOST ZMĚNY ODPORU V NORMOVANÉM TVARU NA VELIKOSTI ODTRHU PRO TŘI RŮZNÉ ODPOROVÉ PASTY [5]	40
OBR. 28. ZÁVISLOST ZMĚNY A ROZPTYLU ZMĚNY HODNOTY ODPORU NA VELIKOSTI PŮSOBÍCÍ SÍLY [5]	41
OBR. 29. VLIV RYCHLOSTI POHYBU STĚRKY NA STŘEDNÍ HODNOTU ODPORU A ROZPTYL [5]	41
OBR. 30. VLIV ÚHLU STĚRKY NA HODNOTU ODPORU U RŮZNÝCH SOUBORŮ REZISTORŮ [5] ..	42
OBR. 31. NÁHLED TESTOVACÍHO SUBSTRÁTU SE SADOU KONDENZÁTORŮ	44
OBR. 32. SADA KONDENZÁTORŮ ZHOTOVENÁ NA TESTOVACÍM SUBSTRÁTU.....	44
OBR. 33. USPOŘÁDÁNÍ PRO MĚŘENÍ KAPACITY INTERDIGITÁLNÍCH KONDENZÁTORŮ	45
OBR. 34. ZÁVISLOST VELIKOSTI ELEKTRICKÉ KAPACITY SYSTÉMY INTERDIGITÁLNÍHO KONDENZÁTORU NA ŠÍŘCE IZOLAČNÍ MEZERY	46
OBR. 35. ZNÁZORNĚNÍ ŘEZU SIMULOVANÝM INTERDIGITÁLNÍM KONDENZÁTOREM.....	47
OBR. 36. SIMULACE ROZLOŽENÍ INTENZITY ELEKTRICKÉHO POLE MEZI ELEKTRODAMI KERAMICKÉHO INTERDIGITÁLNÍHO KONDENZÁTORU V ŘEZU	48
OBR. 37. SIMULACE ROZLOŽENÍ ELEKTRICKÉ INDUKCE MEZI ELEKTRODAMI KERAMICKÉHO INTERDIGITÁLNÍHO KONDENZÁTORU V ŘEZU.....	48
OBR. 38. ROZLOŽENÍ ELEKTRICKÉHO POTENCIÁLU MEZI ELEKTRODAMI KERAMICKÉHO INTERDIGITÁLNÍHO KONDENZÁTORU V ŘEZU	49
OBR. 39. SIMULACE PRŮBĚHU INTENZITY ELEKTRICKÉHO POLE U PLANÁRNÍHO INTERDIGITÁLNÍHO KONDENZÁTORU NA PTFE	50
OBR. 40. SIMULACE PRŮBĚHU ELEKTRICKÉ INDUKCE U PLANÁRNÍHO INTERDIGITÁLNÍHO KONDENZÁTORU NA PTFE.....	50
OBR. 41. SIMULACE PRŮBĚHU ELEKTRICKÉHO POTENCIÁLU U PLANÁRNÍHO INTERDIGITÁLNÍHO KONDENZÁTORU NA PTFE.....	51

OBR. 42. SIMULACE PRŮBĚHU INTENZITY ELEKTRICKÉHO POLE U PLANÁRNÍHO INTERDIGITÁLNÍHO KONDENZÁTORU NA PTFE SE ZEMNICÍ PLOCHOU	52
OBR. 43. SIMULACE PRŮBĚHU ELEKTRICKÉ INDUKCE U PLANÁRNÍHO INTERDIGITÁLNÍHO KONDENZÁTORU NA PTFE SE ZEMNICÍ PLOCHOU	52
OBR. 44. SIMULACE PRŮBĚHU ELEKTRICKÉHO POTENCIÁLU U PLANÁRNÍHO INTERDIGITÁLNÍHO KONDENZÁTORU NA PTFE SE ZEMNICÍ PLOCHOU	53
OBR. 45. VZHLED NAVRŽENÉ CÍVKY	54
OBR. 46. USPOŘÁDÁNÍ TESTOVACÍHO SUBSTRÁTU	55
OBR. 47. VÝSTUP SIMULAČNÍHO PROGRAMU ZNÁZORŇUJÍCÍ VELIKOST MAGNETICKÉ INDUKCE VE SMĚRU KOLMÉM K ROVINĚ CÍVKY	57
OBR. 48. VÝSTUP SIMULAČNÍHO PROGRAMU ZNÁZORŇUJÍCÍHO VELIKOST MAGNETICKÉ INDUKCE S VYZNAČENOU OBLASTÍ INTEGRACE	57
OBR. 49. ZNÁZORNĚNÍ PRŮBĚHU INTENZITY MAGNETICKÉHO POLE	58
OBR. 50. PRŮBĚH MAGNETICKÉ INDUKCE	59
OBR. 51. AMPLITUDOVÁ CHARAKTERISTIKA TLUSTOVRSTVOVÉ CÍVKY NA KORUNDOVÉM SUBSTRÁTU	60
OBR. 52. FÁZOVÁ CHARAKTERISTIKA TLUSTOVRSTVOVÉ CÍVKY NA KORUNDOVÉM SUBSTRÁTU	60
OBR. 53. AMPLITUDOVÁ CHARAKTERISTIKA TLUSTOVRSTVOVÉ CÍVKY NA SUBSTRÁTU Z PTFE	61
OBR. 54. FÁZOVÁ CHARAKTERISTIKA TLUSTOVRSTVOVÉ CÍVKY NA SUBSTRÁTU Z PTFE	61
OBR. 55. OBVODOVÉ SCHÉMA NAVRŽENÉHO FILTRU	63
OBR. 56. OBVODOVÉ SCHÉMA NAVRŽENÉHO FILTRU	63
OBR. 57. LAYOUT NAVRŽENÉHO KMITOČTOVÉHO FILTRU	65
OBR. 58. KMITOČTOVÝ FILTR REALIZOVANÝ V TLUSTOVRSTVOVÉ TECHNOLOGII	66
OBR. 59. KOVOVÝ BOX SLOUŽÍCÍ JAKO POUZDRO PRO HIO	67
OBR. 60. PRŮBĚH S12 PARAMETRŮ FILTRU S TIŠTĚNÝM DIELEKTRIKEM	68
OBR. 61. PRŮBĚH S11 PARAMETRŮ FILTRU S TIŠTĚNÝM DIELEKTRIKEM	68
OBR. 62. PRŮBĚH S22 PARAMETRŮ FILTRU S TIŠTĚNÝM DIELEKTRIKEM	69
OBR. 63. KMITOČTOVÝ FILTR SE VSAZOVANÝMI KONDENZÁTORY	70
OBR. 64. FILTR SE VSAZOVANÝMI KONDENZÁTORY V BOXU PRO MĚŘENÍ	71
OBR. 65. UMÍSTĚNÍ PLANÁRNÍHO FILTRU V BOXU PRO MĚŘENÍ	72
OBR. 66. AMPLITUDOVÁ KMITOČTOVÁ CHARAKTERISTIKA FILTRU SE VSAZOVANÝMI SOUČÁSTKAMI	72
OBR. 67. PRŮBĚH S11 PARAMETRŮ FILTRU SE VSAZOVANÝMI SOUČÁSTKAMI	73
OBR. 68. PRŮBĚH S22 PARAMETRŮ FILTRU SE VSAZOVANÝMI SOUČÁSTKAMI	73
OBR. 69. SCHÉMA PARALELNĚ VÁZANÉHO MIKROPÁSKOVÉHO FILTRU NAVRŽENÉHO PRO PRÁCI V C-PÁSMU	74
OBR. 70. NAVRŽENÉ KMITOČTOVÉ CHARAKTERISTIKY	75
OBR. 71. TOPOLOGIE NAVRŽENÉHO FILTRU	75
OBR. 72. PRŮBĚH S11 AMPLITUDOVÉ CHARAKTERISTIKY PRO RŮZNÉ MATERIÁLY POUŽITÉ JAKO FUNKČNÍ SLOŽKA VODIVÝCH PAST	76
OBR. 73. PRŮBĚH S11 FÁZOVÉ CHARAKTERISTIKY PRO RŮZNÉ MATERIÁLY POUŽITÉ JAKO FUNKČNÍ SLOŽKA VODIVÝCH PAST	77
OBR. 74. PRŮBĚH S11 SKUPINOVÉHO ZPOŽDĚNÍ PRO RŮZNÉ MATERIÁLY POUŽITÉ JAKO FUNKČNÍ SLOŽKA VODIVÝCH PAST	77
OBR. 75. PRŮBĚH S12 AMPLITUDOVÉ CHARAKTERISTIKY PRO RŮZNÉ MATERIÁLY POUŽITÉ JAKO FUNKČNÍ SLOŽKA VODIVÝCH PAST	78
OBR. 76. PRŮBĚH S12 FÁZOVÉ CHARAKTERISTIKY PRO RŮZNÉ MATERIÁLY POUŽITÉ JAKO FUNKČNÍ SLOŽKA VODIVÝCH PAST	78
OBR. 77. PRŮBĚH S12 SKUPINOVÉHO ZPOŽDĚNÍ PRO RŮZNÉ MATERIÁLY POUŽITÉ JAKO FUNKČNÍ SLOŽKA VODIVÝCH PAST	79
OBR. 78. PRŮBĚH S11 AMPLITUDOVÉ CHARAKTERISTIKY PRO RŮZNOU TLOUŠŤKU ZÁKLADNÍHO SUBSTRÁTU	79
OBR. 79. PRŮBĚH S11 FÁZOVÉ CHARAKTERISTIKY PRO RŮZNOU TLOUŠŤKU ZÁKLADNÍHO SUBSTRÁTU	80
OBR. 80. PRŮBĚH S11 SKUPINOVÉHO ZPOŽDĚNÍ PRO RŮZNOU TLOUŠŤKU ZÁKLADNÍHO SUBSTRÁTU	80
OBR. 81. PRŮBĚH S12 KMITOČTOVÉ CHARAKTERISTIKY PRO RŮZNOU TLOUŠŤKU ZÁKLADNÍHO SUBSTRÁTU	81

OBR. 82. PRŮBĚH S_{12} FÁZOVÉ CHARAKTERISTIKY PRO RŮZNOU TLOUŠŤKU ZÁKLADNÍHO SUBSTRÁTU	81
OBR. 83. PRŮBĚH S_{12} SKUPINOVÉHO ZPOŽDĚNÍ PRO RŮZNOU TLOUŠŤKU ZÁKLADNÍHO SUBSTRÁTU	82
OBR. 84. TOPOLOGIE PARALELNĚ VÁZANÉHO MIKROPÁSKOVÉHO FILTRU TŘETÍHO ŘÁDU	83
OBR. 85. TOPOLOGIE PARALELNĚ VÁZANÉHO MIKROPÁSKOVÉHO FILTRU ROZŠÍŘENÉHO O DVA PAHÝLY BLOKUJÍCÍ CENTRÁLNÍ KMITOČET	83
OBR. 86. PRŮBĚH S_{12} PARAMETRŮ U NAVRŽENÉHO FILTRU TŘETÍHO ŘÁDU A U FILTRU S PŘIDANÝMI OTEVŘENÝMI PAHÝLY-AMPLITUDOVÁ CHARAKTERISTIKA.....	84
OBR. 87. PRŮBĚH S_{12} PARAMETRŮ U NAVRŽENÉHO FILTRU TŘETÍHO ŘÁDU A U FILTRU S PŘIDANÝMI OTEVŘENÝMI PAHÝLY –FÁZOVÁ CHARAKTERISTIKA	84
OBR. 88. SMITHŮV DIAGRAM PRO PARALELNĚ VÁZANÝ MIKROPÁSKOVÝ FILTR S VÝCHOZÍ TOPOLOGIÍ	85
OBR. 89. SMITHŮV DIAGRAM PRO PARALELNĚ VÁZANÝ MIKROPÁSKOVÝ FILTR S PŘIDANÝMI OTEVŘENÝMI PAHÝLY	85

7 Seznam tabulek

TAB. 1. PŘEHLED KMITOČTOVÝCH PÁSEM [1].....	5
TAB. 2. VLASTNOSTI KERAMICKÝCH MATERIÁLŮ POUŽÍVANÝCH PRO VÝROBU SUBSTRÁTŮ [4]	10
TAB. 3. SLOŽENÍ AG VODIVÉ PASTY [23].....	13
TAB. 4. SIMULOVANÉHO INTERDIGITÁLNÍHO KONDENZÁTORU	47
TAB. 5. PARAMETRY NAVRŽENÉ CÍVKY	54
TAB. 6. NAMĚŘENÉ HODNOTY INDUKČNOSTI.....	55
TAB. 7. MATERIÁLY SIMULOVANÉ CÍVKY	59
TAB. 8. POUŽITÉ TLUSTOVRSTVOVÉ MATERIÁLY (PASTY)	64
TAB. 9. VLASTNOSTI UVAŽOVANÝCH MIKROPÁSKŮ	76

Seznam literatury

- [1] SVAČINA, J., Mikrovlnná technika. Praha: SNTL, 1987, 2. vyd.
- [2] HOFFMANN, K. Planární mikrovlnné obvody. Praha: Nakladatelství ČVUT, 2007. 2.vyd. ISBN 978-80-01-13705-8
- [3] BROWN, R., Materials and Processes for Microwave Hybrids. Reston, VA: ISHM, 1991, ISBN: 0-930815-31-9
- [4] ULRICH, R. K., SCHAPER, L. W., Integrated Passive Component Technology. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2003, ISBN 0-471-24431-7
- [5] SZENDIUCH, I., K možnosti využití tlustých vrstev v mikrovlnných integrovaných obvodech. Brno: Knižnice odborných a vědeckých spisů Vysokého učení technického v Brně
- [6] SOUTOR, Z., ŠAVAL, J., ŽŮREK, J., Hybridní integrované obvody. Praha: SNTL. 1982. ISBN 04 -532-82
- [7] SUE, R., NAGUIB, H. M., Mid-Film Interconnects for Multilayer Microcircuit Packages, Electrocomponent Science and Technology, 1984, Vol. 11, pp. 97-108, Gordon and Breach Science Publishers, Inc.
- [8] ILGENFRITZ, R. E. , MOGEY, L. E. , WALTER, D. W. A High Density Thick Film Multilayer Process for LSI Circuits, IEEE Transactions on Parts, Hybrids, and Packaging, Vol. PHP-10, No. 3, September 1974
- [9] CONN, D. R., NAGUIB, H. M., ANDERSON, C. M. Mid/Film for Microwave Integrated Circuit. IEEE Transaction on Components, Hybrids, and Manufacturing Technology, Vol. CHMT-5, No. 1, March 1982
- [10] PODPROCKY, T., VANDERCASTEELE, B., DE BAETS, J., VAN CALSTER, A., BANSKY, J. Integration of Thick Film Resistors in a Multilayer Structure. 26th International Spring Seminar on Electronics Technology. May 8 – 11, 2003
- [11] OHSAKI, T., SUGITA, E., YAMAGUCHI, S., New Thick Film Multilayer Interconnection Technology Using a Nd-YAG Laser, IEEE TRANSACTIONSON COMPONENTS, HYBRIDS, AND MANUFACTURING TECHNOLOGY, VOL. CHMT-5.NO. 4, DECEMBER 1982
- [12] ISHIDA, A., HATAGI, K., Hybrid IC Packaging Technology for Microwave Communication Systems. Proceedings of the 1982 International Microelectronics Conference, IMC 1982, May 24 - 26, 1982, Keio Plaza Hotel, Tokyo, Japan. 445 p.
- [13] SCHAFFER, CH. , SERGENT, J.: The Effect of Particle Size Distribution on the Electrical Properties of RuO₂ TFR. University of South Florida, College of Engineering, 1979.
- [14] PIKE, G.E., SEAGER, C. H.: Electrical and Conduction Mechanism of Ru – based Thick-Film/Cermet/ Resistors. J.Appl.Phys. 48/12. December 1977.
- [15] CAULTON, M.: Lumped Elements in Microwave Integrated Circuits. RCA Laboratories D.S Research Center, New Jersey, 1975.
- [16] BARNWEL, P.G. : The Properties of Thick Film Inductors at VHF. Brighton Pol., 1973
- [17] Marconi Com.S.Ltd. Nuovi sistemi di paste per microonde. Int. Informazzioni 1983

- [18] ELECTRO SCIENCE LABORATORIES, Product Catalogue, 2012
- [19] Distributed-Element Circuit Analysis Techniques. Dostupné z <http://ee.sharif.edu/~comcir/readings/tran%20line.pdf>
- [20] SÜLI, E. Lecture Notes on Finite Element Methods for Partial Differential Equations. Dostupné z <http://people.maths.ox.ac.uk/suli/fem.pdf>
- [21] LEMON, T.H. : Thick Film Ruthenium Resistor Pastes. Research Laboratories, Johnson Matthey & Co Limited
- [22] Katalogový list Electro-Science Laboratories, 8880, dostupné z <http://www.electroscience.com/pdf/8880.pdf>
- [23] PURI, V., RANE, S. B. : Microwave Related Properties of Fritless Ag Thick Film Metallisation and Effect of Long-Term Air Exposure. Dostupné z [http://nopr.niscair.res.in/bitstream/123456789/24463/1/IJEMS%208\(6\)%20366-372.pdf](http://nopr.niscair.res.in/bitstream/123456789/24463/1/IJEMS%208(6)%20366-372.pdf)
- [24] Three Roll Mill and Thick Film Paste. Dostupné z http://www.threerollmill.com/documents/thick_film_paste.pdf
- [25] LYNCH, F.A. Smith Chart. Dostupné z http://www.ieee.li/pdf/viewgraphs/smith_chart_tutorial.pdf
- [26] HENKE, H., MERTE, R.: Millimeter-wave RF Structures. Dostupné z <http://linac96.web.cern.ch/Linac96/Compendium/PAPERS/TUESDAY/TUP75.pdf>
- [27] GIPPRICH, J., STEVENS, D., HAGEMAN, M., PILOTO, A., ZAKI, K., RONG, Y.: Wireless Applications Using Cofired Ceramic Technologies. Dostupné z <http://www.imaps.org/journal/1998/Q3/gipprich.pdf>
- [29] HILL, M.E., CALLIN, R.S., LIN, X.E, WHITTUM, D.H.: Planar Dielectric Accelerator Structures at W-band. Dostupné z <http://www.slac.stanford.edu/cgi-wrap/getdoc/slac-pub-8666.pdf>
- [30] RAJ, P.M., CHAKRABORTI, P., MISHRA, D., SHARMA, H., GANDHI, S., SITARAMAN, S., TUMMALA, R.: Novel Nanostructured Passives for RF and Power Applications: Nanopackaging with Passive Components. Dostupné z: http://www.prc.gatech.edu/sites/default/files/documents/Publications2015/novel_nanostructured_passives_for_rf_-_raj.pdf
- [31] SRINATH, S., Design of 4th Order Parallel Coupled Microstrip Bandpass Filter at Dual Frequencies of 1.8 GHz and 2.4 GHz for Wireless Application. Dostupné z http://www.ijrcce.com/upload/2014/june/13_Design.pdf
- [32] NAGHAR, A., AGHZOUT, O., NAGHAR J., LATUI, H., ESSAADI, M. A New Matlab Simulation Interface Based on the Transmission Line Theory Approach to Design a Microstrip Parallel Coupled Band Pass Filters. International Journal of Innovative Research in Computer and Communication Engineering. Dostupné z <http://www.ijrcce.com/upload/2013/october/1ANewMatlab.pdf>
- [33] SHAKDWIPEE, P., VYAS, K., SHAKDWIPEE, N. Design and Simulation of Microstrip Edge-Coupled Band Pass Filter for GPS Application. International Journal of Electrical, Electronics and Mechanical Controls. Dostupné z <http://www.ijeemc.com/November2012/3.pdf>
- [34] ŽENÍŠEK, A. Konvergence metody konečných prvků pro okrajové problémy systému eliptických rovnic dostupné z http://dSPACE.dml.cz/bitstream/handle/10338.dmlcz/103246/AplMat_14-1969-5_2.pdf

- [35] OLIVER, G. Using Flex in High Speed Applications. Dostupné z : <http://www.dupont.com/content/dam/dupont/products-and-services/electronic-and-electrical-materials/flexible-rigid-flex-circuit-materials/documents/DEC-Using-Flex-in-High-Speed-Applications.pdf>
- [36] KLIMO, O. Čebyševovy aproximace. Dostupné z <http://kfe.fjfi.cvut.cz/~klimo/nm/17.pdf>

Seznam vlastních publikací

- [37] PULEC, J.; SZENDIUCH, I. Modeling of Current Density in Thick Film Resistors. In STUDENT EEICT 2010. Brno, NOVOPRESS. 2010. p. 236 - 240. ISBN 978-80-214-4079-1.
- [38] PULEC, J.; SZENDIUCH, I. Contribution to modeling of stressing in microelectronic structures. Abstract proceedings. Polymer Electronics and Nanotechnologies: towards System Integration. Warsaw, Poland, Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej. 2010. p. 218 - 219. ISBN 978-83-7207-870-4.
- [39] NICÁK, M.; ŠVECOVÁ, O.; PULEC, J.; ŠANDERA, J.; SZENDIUCH, I. Reliability and Simulation of Lead-free Solder Joint Behavior in 3D Packaging Structures. 6th International Conference on Materials Structure & Micromechanics of Fracture - MSMF6 - Abstract booklet. Brno, VUT Brno, FSI & Reproress, Srbská 53, Brno. 2010. p. 184 - 184. ISBN 978-80-214-4112-5.
- [40] PULEC, J.; SZENDIUCH, I. Contribution to modeling of stressing in microelectronic structures. In ISSE 2008 Conference Proceedings. 2010. p. 383 - 385. ISBN 978-1-4244-7849-1.
- [41] PULEC, J.; SZENDIUCH, I. Analýza vlivu pouzdrění na izolační vlastnosti. Slaboproudý obzor. 2010. 67(2). p. 12 - 15. ISSN\~0037-668X.
- [42] SZENDIUCH, I.; PULEC, J. Nové aspekty v pouzdrění moderních elektronických systémů. In MIKROSYN. Nové trendy v mikroelektronických systémech a nanotechnologiích. 1. Brno, Novpress. 2010. p. 25 - 32. ISBN 978-80-214-4229-0.
- [43] PULEC, J.; SZENDIUCH, I. Nové aspekty v pouzdrění moderních mikroelektronických systémů. In MIKROSYN. Nové trendy v mikroelektronických systémech a nanotechnologiích. (id 15937). 1. BRNO, NOVOPRESS. 2011. p. 1 - 200. ISBN 978-80-214-4229-0.
- [44] PULEC, J.; SZENDIUCH, I. Příspěvek k problematice termomechanického namáhání v mikroelektronických strukturách. In MIKROSYN. Nové trendy v mikroelektronických systémech a nanotechnologiích. (id 15937). 1. BRNO, NOVOPRESS. 2011. p. 19 - 133. ISBN 978-80-214-4229-0.
- [45] NICÁK, M.; ŠVECOVÁ, O.; ŠANDERA, J.; PULEC, J.; SZENDIUCH, I. Reliability and Simulation of Lead-Free Solder Joint Behavior in 3D Packaging Structure. In Key Engineering Materials Vol. 465 (2011), Key Engineering Materials (print). Švýcarsko, Trans Tech Publications. 2011. p. 491 - 494. ISBN 978-3-03785-006-0, ISSN 1013-9826.
- [46] PULEC, J.; SZENDIUCH, I. Contribution to characterization of interdigital capacitors. In ISSE 2011 Conference Proceedings. 2011. p. 50 - 52. ISBN 978-1-4577-2111-3.
- [47] ADÁMEK, M.; ŠTEKOVIČ, M.; PULEC, J.; BURŠÍK, M. The Increase of Electrode Surface of Thick-film Electrochemical Sensors by Unconventional Method. In 2011 34th

- International Spring Seminar on Electronics Technology (ISSE), Electronics Technology (ISSE), 2011 34th International Spring Seminar on Electronics. 1. NY USA, Curran Associates, Inc., 57 Morehouse Lane, Red Hook, NY 12571 USA. 2011. p. 616 - 621. ISBN 978-1-4577-2112-0, ISSN 2161-2528.
- [48]PULEC, J.; SZENDIUCH, I. Thick Film Planar Inductor Characterization. In Proceedings of 18th European microelectronics packaging conference EMPC 2011. Brighton, UK, IMAPS-Europe. 2011. p. 458 - 461. ISBN 978-0-9568086-0-8.
- [49]PULEC, J.; SZENDIUCH, I. Planar Thick Film Frequency Filter Design. In 2012 35th International Spring Seminar on Electronics Technology (ISSE), Electronics Technology (ISSE), 2011 34th International Spring Seminar on Electronics. Vienna University of Technology, Gusshausstrasse 27-29A-1040 WIEN - Austria, IEEE Xplore digital library. 2012. p. 485 - 487. ISBN 978-1-4673-2241-6, ISSN 2161-2528.
- [50]PULEC, J.; SZENDIUCH, I. Frequency bandpass filter in hybrid thick film technology. ElectroScope - <http://www.electroscope.zcu.cz>. 2013. 2012(VI.). p. 1 - 4. ISSN~1802-4564.
- [51]SZENDIUCH, I.; PULEC, J. Planární filtr v tlustovrstvové technologii. Slaboproudý obzor. 2013. 69(3). p. 10 - 14. ISSN~0037-668X.

Seznam použitých symbolů

R	elektrický odpor
R_{square}	vrstvý elektrický odpor
G	elektrická vodivost
L	indukčnost
C	kapacita
ε	elektrická permitivita
ε_0	permitivita vakua ($8,83 \cdot 10^{-12}$ F/m)
ε_r	relativní permitivita
$\varepsilon_1, \varepsilon_2$	elektrická permitivita materiálů 1 a 2
V	objem
V_1, V_2	objemový podíl materiálů 1 a 2
l	délka
w	šířka
h	výška
ρ	rezistivita materiálu
P	elektrický výkon
P_{element}	výkonová ztráta vztažená k jednotce plochy
A	plocha
U	elektrické napětí
I	elektrický proud
N	počet meandrů hřebenového kondenzátoru
p, q, h	rozměry v interdigitálním kondenzátoru
ω	úhlový kmitočet
R_s	sériový odpor
a, b	plošné rozměry tisknutého kondenzátoru
t	tloušťka vrstvy tisknutého kondenzátoru
S_C	plocha překrytí elektrod kondenzátoru
Q	činitel jakosti
ω_0	úhlový rezonanční kmitočet
L_{ef}	efektivní indukčnost
C_{ef}	efektivní kapacita
R_m	odpor na jednotku délky
L_m	indukčnost na jednotku délky

Seznam příloh

Příloha 1 : Fyzický model planárního interdigitálního kondenzátoru k části 4.2.2

Příloha 2 : Fyzický model planární tlustovrstvové cívky k části 4.2.4

Příloha 3 : Netlist planární tlustovrstvové cívky k části 4.2.4

Příloha 4 : Netlist planárního kmitočtového filtru k části 4.3

Příloha 5 : Netlist planárního mikropáskového filtru k části 4.5

Přílohy

Příloha 1 : Fyzický model planárního interdigitálního kondenzátoru k části 4.2.2

```
/PREP7
BLC4,0,0,50,-7
!/FOC, 1, 13.1738272319 , 1.33202418252 , 0.000000000000
!/REPLO
!/FOC, 1, 11.9433601129 , 1.55175045378 , 0.000000000000
!/REPLO
BLC4,3,0,7,0.5
BLC4,13,0,7,0.5
BLC4,23,0,7,0.5
BLC4,33,0,7,0.5
BLC4,43,0,7,0.5
K,101,50,6,0,
K,100,0,6,0,
FLST,2,22,3
FITEM,2,101
FITEM,2,23
FITEM,2,24
FITEM,2,21
FITEM,2,18
FITEM,2,19
FITEM,2,20
FITEM,2,17
FITEM,2,14
FITEM,2,15
FITEM,2,16
FITEM,2,13
FITEM,2,10
FITEM,2,11
FITEM,2,12
FITEM,2,9
FITEM,2,6
FITEM,2,7
FITEM,2,8
FITEM,2,5
FITEM,2,4
FITEM,2,100
A,P51X
BLC4,0,-8,50,1
FLST,2,8,5,ORDE,2
FITEM,2,1
FITEM,2,-8
AGLUE,P51X
!*
ET,1,PLANE121
!*
!*
MPTEMP,,,,,,,,
MPTEMP,1,0
MPDATA,MURX,1,,2.1
MPTEMP,,,,,,,,
MPTEMP,1,0
MPDATA,MURX,2,,1
CM,_Y,AREA
ASEL, , , 11
CM,_Y1,AREA
```

```

CMSEL,S,_Y
!*
CMSEL,S,_Y1
AATT, 1, , 1, 0,
CMSEL,S,_Y
CMDELE,_Y
CMDELE,_Y1
!*
CM,_Y,AREA
ASEL, , , 7
CM,_Y1,AREA
CMSEL,S,_Y
!*
CMSEL,S,_Y1
AATT, 2, , 1, 0,
CMSEL,S,_Y
CMDELE,_Y
CMDELE,_Y1
!*
FLST,2,5,5,ORDE,3
FITEM,2,2
FITEM,2,-5
FITEM,2,10
/GO
FLST,2,4,5,ORDE,4
FITEM,2,2
FITEM,2,4
FITEM,2,9
FITEM,2,-10
/GO
!*
DA,P51X,VOLT,0
FLST,2,2,5,ORDE,2
FITEM,2,3
FITEM,2,5
/GO
!*
DA,P51X,VOLT,5
MSHAPE,0,2D
MSHKEY,0
!*
FLST,5,8,5,ORDE,5
FITEM,5,2
FITEM,5,-5
FITEM,5,7
FITEM,5,9
FITEM,5,-11
CM,_Y,AREA
ASEL, , , P51X
CM,_Y1,AREA
CHKMSH,'AREA'
CMSEL,S,_Y
!*
AMESH,_Y1
!*
CMDELE,_Y
CMDELE,_Y1
CMDELE,_Y2
!*
FLST,2,8,5,ORDE,5

```

```

FITEM,2,2
FITEM,2,-5
FITEM,2,7
FITEM,2,9
FITEM,2,-11
ACLEAR,P51X
SMRT,6
SMRT,5
SMRT,4
SMRT,3
SMRT,2
SMRT,2
SMRT,1
FLST,5,8,5,ORDE,5
FITEM,5,2
FITEM,5,-5
FITEM,5,7
FITEM,5,9
FITEM,5,-11
CM,_Y,AREA
ASEL, , , P51X
CM,_Y1,AREA
CHKMSH,'AREA'
CMSEL,S,_Y
!*
AMESH,_Y1
!*
CMDELE,_Y
CMDELE,_Y1
CMDELE,_Y2
!*
FLST,5,8,5,ORDE,5
FITEM,5,2
FITEM,5,-5
FITEM,5,7
FITEM,5,9
FITEM,5,-11
CM,_Y,AREA
ASEL, , , P51X
CM,_Y1,AREA
CMSEL,S,_Y
CMDELE,_Y
!*
!*
AREFINE,_Y1, , ,5,0,1,1
CMDELE,_Y1

```

Příloha 2 : Fyzický model planární tlustovrstvové cívky k části 4.2.4

/PREP7

BLC4,0,0,30,30,-1

BLC4,0,0,20.5,0.5,0.001

BLC4,20,0.5,0.5,20,0.001

BLC4,20,20,-20,0.5,0.001

BLC4,0,20,0.5,-18.5,0.001

BLC4,0.5,1.5,18.5,0.5,0.001

BLC4,18.5,2,0.5,17,0.001

BLC4,18.5,18.5,-17,0.5,0.001

BLC4,1.5,18.5,0.5,-15.5,0.001

BLC4,2,3,15.5,0.5,0.001

BLC4,17,3.5,0.5,14,0.001

BLC4,17,17,-14,0.5,0.001

BLC4,3,17,0.5,-12.5,0.001

BLC4,3.5,4.5,12.5,0.5,0.001

BLC4,15.5,5,0.5,11,0.001

BLC4,15.5,15.5,-11,0.5,0.001

BLC4,4.5,15.5,0.5,-9.5,0.001

FLST,2,16,6,ORDE,2

FITEM,2,2

FITEM,2,-17

VADD,P51X

FLST,3,1,6,ORDE,1

FITEM,3,18

VGEN, ,P51X, , ,5,5, , ,1

BLC4,0,0,30,30,4

FLST,3,1,6,ORDE,1

FITEM,3,2

VGEN, ,P51X, , , ,4, , ,1

FLST,3,1,6,ORDE,1

FITEM,3,18

VGEN,2,P51X, , , ,4, ,0

FLST,2,2,6,ORDE,2

FITEM,2,2

FITEM,2,-3

VSBV, 2, 3

FLST,3,1,6,ORDE,1

FITEM,3,4

VGEN, ,P51X, , , , -4, , ,1

FLST,2,3,6,ORDE,3

FITEM,2,1

FITEM,2,4

FITEM,2,18

VGLUE,P51X

Příloha 3 : Netlist planární tlustovrstvové cívky k části 4.2.4

* 20;Coil.ckt

```
.CIRCUITNAME " Coil "
.rootnamemap 20; Coil
.namemap
L2=20;Coil;71
L1=20; Coil;74
.endnamemap
.stringparam syslib = "C:\Program Files (x86)\Ansoft\DesignerSV2\syslib"
.stringparam userlib = "C:\Program Files (x86)\Ansoft\DesignerSV2\userlib"
.stringparam personallib = "C:\Users\jiri.pulec\Documents\Ansoft\PersonalLib"
.stringparam projectdir = "C:\Users\jiri.pulec\Documents\Ansoft"

*begin toplevel circuit
.param w1=0.19084021mm
.param s1=0.42455948mm
.param p1=5.0045006mm
.param w2=0.22552782mm
.param w3=0mm
.param s2=1.2235744mm
.param p2=4.9408166mm

.SUB sub1 MS(
+ H=1mm Er=9.800000000000000 TAND=0 TANM=0 MSat=0 MRem=0 HU=1meter
+ RS=1mOhm TS=0.01mm F=6GHz
+ RGH=1um)

MSRECING:71 Port1 Port2 LI=9.5mm AI=10.5mm BI=10.5mm N=4 W=0.5mm S=1mm SUB=sub1
T=1.000000000000000e-005 RB=1.000000000000000e-010 COE=1
MSRECI:74 unconnected0 unconnected1 LI=9.5mm AI=10.5mm BI=10.5mm N=4 W=0.5mm S=1mm
SUB=sub1 T=10um RB=1.000000000000000e-010 COE=1
PORT:Port2 Port2 0 PNUM=2 rz=50Ohm iz=0Ohm
PORT:Port1 Port1 0 PNUM=1 rz=50Ohm iz=0

*end toplevel circuit
.end
```

Příloha 4 : Netlist planárního kmitočtového filtru k části 4.3

```
* 0;Export_Filter1.ckt

.CIRCUITNAME "Export_Filter1"
.rootnamemap 0;Export_Filter1
.namemap
L1=0;Export_Filter1;1
L2=0;Export_Filter1;3
C2=0;Export_Filter1;4
L3=0;Export_Filter1;5
C3=0;Export_Filter1;6
C1=0;Export_Filter1;2
.endnamemap
.stringparam syslib = "C:\Program Files (x86)\Ansoft\DesignerSV2\syslib"
.stringparam userlib = "C:\Program Files (x86)\Ansoft\DesignerSV2\userlib"
.stringparam personallib = "C:\Users\jiri.pulec\Documents\Ansoft\PersonalLib"
.stringparam projectdir = "C:\Users\jiri.pulec\Documents\Ansoft"

*begin toplevel circuit
.param L1=20.068547nH
.param Q1=200
.param FR1=0.14142136GHz
.param C1=25.295617pF
.param Q2=5000
.param L2=41.007374nH
.param C2=30.88505pF
INDQ:1 Port1 net_0 L=8.345000000000000e-008 Q={Q1} EXP=1 F={FR1}
INDQ:3 net_1 0 L=2.278000000000000e-008 Q={Q1} EXP=1 F={FR1}
CAPQ:4 net_1 0 C=5.148000000000000e-011 Q={Q2} EXP=1 F={FR1}
INDQ:5 net_1 net_2 L=8.345000000000000e-008 Q={Q1} EXP=1 F={FR1}
CAPQ:6 net_2 Port2 C=1.405000000000000e-011 Q={Q2} EXP=1 F={FR1}
CAPQ:2 net_0 net_1 C=1.405000000000000e-011 Q={Q2} EXP=1 F={FR1}
PORT:Port1 Port1 0 PNUM=1 rz=50 iz=0
PORT:Port2 Port2 0 PNUM=2 rz=50 iz=0

*end toplevel circuit
.nwa:"NWA1"
+ F=LIN 0GHz 0.4GHz 0.00325GHz
+ SWPORD = {F}
+
SolutionFile="C:\Users\jiri.pulec\Documents\Ansoft\temp\Project7.results\Export_Filter1_NWA1_20_U1_Export_Filter1_22_60\Export_Filter1_NWA1_20_U1_Export_Filter1_22_60.sol"

.end
```

Příloha 5 : Netlist planárního mikropáskového filtru k části 4.5

```
* 20;Export_Filter1_1.ckt

.CIRCUITNAME "Export_Filter1_1"
.rootnamemap 20;Export_Filter1_1
.namemap
W3=20;Export_Filter1_1;23
W6=20;Export_Filter1_1;26
W1=20;Export_Filter1_1;21
W5=20;Export_Filter1_1;25
W2=20;Export_Filter1_1;22
W7=20;Export_Filter1_1;39
W4=20;Export_Filter1_1;24
.endnamemap
.stringparam syslib = "C:\Program Files (x86)\Ansoft\DesignerSV2\syslib"
.stringparam userlib = "C:\Program Files (x86)\Ansoft\DesignerSV2\userlib"
.stringparam personallib = "C:\Users\jiri.pulec\Documents\Ansoft\PersonalLib"
.stringparam projectdir = "C:\Users\jiri.pulec\Documents\Ansoft"

*begin toplevel circuit
.param w1=0.19084021mm
.param s1=0.42455948mm
.param p1=5.0045006mm
.param w2=0.22552782mm
.param w3=0mm
.param s2=1.2235744mm
.param p2=4.9408166mm

.SUB sub1 MS(
+ H=0.65mm Er=9.800000000000000 TAND=0 TANM=0 MSat=0 MRem=0
+ RS=1mOhm TS=0.01mm F=6GHz
+ RGH=1um)

MSCPLO:23 net_46 net_47 W={w2} S=1mm P={p2} SUB=sub1
MSCPLO:26 net_49 net_90 W={w1} S=0.1mm P={p1} SUB=sub1
MSCPLO:21 Port1 net_45 W={w1} S=0.3mm P={p1} SUB=sub1
MSSTEP:25 net_49 net_48 W1={w1} W2={w2} SUB=sub1 D={w3}
MSSTEP:22 net_45 net_46 W1={w1} W2={w2} SUB=sub1 D={w3}
MSTRL:39 net_90 Port2 W=0.1mm P=0.1mm SUB=sub1
MSCPLO:24 net_47 net_48 W={w2} S=0.6mm P={p2} SUB=sub1
PORT:Port1 Port1 0 PNUM=1 rz=50 iz=0
PORT:Port2 Port2 0 PNUM=2

*end toplevel circuit
.end
```